# Radioamator

W numerze:

- *Rezonansowy miernik indukcyjności*
- *Odbiornik superheterodynowy na tranzystorach*
- *Tranzystorowe przetwornice napięcia*
- *Odbiornik „Beethoven"*
- *Odbiorcze anteny telewizyjne (cz. II)*



LIPIEC
1957 R.
ROK VII Nr 7

# SPIS TREŚCI


| | Str. |
|---|---|
| *Z KRAJU I ZAGRANICY* | 1 |
| XXVI MIĘDZYNARODOWE TARGI POZNAŃSKIE | 2 |
| REZONANSOWY MIERNIK INDUKCYJNOŚCI — *Witold Spława-Neuman SP5AU* | 3 |
| PIERWSZE POŁĄCZENIA W SIECI UKF | 7 |
| ODBIORNIK SUPERHETERODYNOWY NA TRANZYSTORACH — *Stanisław Masny* | 8 |
| TRANZYSTOROWE PRZETWORNICE NAPIĘCIA — *J. Machowski* | 11 |
| *PRZEGLĄD SCHEMATÓW* ODBIORNIK „BEETHOVEN" — *Zbigniew Pacek* | 14 |
| NOWOCZESNY ODBIORNIK RADIOKOMUNIKACYJNY — *M. F.* | 18 |
| *Z PRASY ZAGRANICZNEJ* NOWE ZASTOSOWANIE TELEWIZJI — *W.* | 22 |
| GENERATOR AKUSTYCZNY — *A. S.* | 23 |
| *Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ* | 24 |
| ODBIORCZE ANTENY TELEWIZYJNE (cz. II) — *J. Kniołek* | 26 |
| NA PASMACH | 30 |
| DOŚWIADCZENIA KRÓTKOFALOWCÓW Z NADAJNIKAMI TRANZYSTOROWYMI | 31 |
| *NASI CZYTELNICY PISZĄ* | 32 |
| NOWE WYDAWNICTWA | III str. okł. |
| CZY WIECIE, ŻE | IV str okł. |


Nasza okładka: *Hans Rudolf Lauber HB9RG przy montażu 13-elementowej anteny Yagi.*


**Miesięcznik RADIOAMATOR — Wydawca: Wydawnictwa Komunikacyjne, Warszawa, ul Kazimierzowska 52 Redaguje KOMITET REDAKCYJNY. Adres redakcji: Warszawa 1, ul. Nowowiejska 1, tel. 21-34-06**

Zamówienia i przedpłaty na prenumeratę przyjmują Urzędy Pocztowe i listonosze.

Instytucje i Zakłady pracy, mające siedzibę w miejscowościach, w których znajdują się Oddziały, względnie Delegatury „Ruchu" — zamawiają prenumeratę w tychże jednostkach „Ruchu".

Instytucje Centralne zamawiające prenumeratę dla podległych im jednostek terenowych w skali krajowej, jak również osoby prenumerujące czasopismo indywidualnie, kierują zamówienia i przedpłaty do Centrali Kolportażu Prasy i Wydawnictw „Ruch" w Warszawie, ul. Srebrna 12, konto PKO I-6-100020.

Cena w prenumeracie: kwartalnie zł 15,—, półrocznie zł 30,—, rocznie zł 60,—.

Termin zgłaszania przedpłat: do dnia 10-go miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty.

Zlecenie na wysiłkę wydawnictw polskich zagranicę przyjmuje Przedsiębiorstwo Kolportażu Wydawnictw Zagranicznych „Ruch" — Warszawa, ul. Wilcza 46.

Zamówienia spoza Warszawy należy kierować do Centrali Kolportażu Prasy i Wydawnictw „Ruch", Dział Sprzedaży Prasy Antykwarycznej w Warszawie, ul. Srebrna 12.

Nakład 25 egz. Ark. druk. 4. Papier druk. sat. VII kl. A1. Podpisano do druku 28.VI.57 Druk ukończono

Zakł. Graf. RSW „Prasa, Warszawa, Smolna 12. Zam. 920. B-67.

Radioamator

ROK VII LIPIEC 1957 Nr 7

# Z kraju i zagranicy

### OSIĄGNIĘCIA W ZAKRESIE RADIOFONIZACJI KRAJU ZA I KWARTAŁ 1957

Realizując tegoroczny plan radiofonizacji kraju systemem przewodowym — terenowe jednostki organizacyjne resortu łączności uzyskały w I kwartale 1957 r. następujące osiągnięcia:

— wykonano i oddano do eksploatacji 79 nowych radiowęzłów (w tym 15 „terenowych" i 64 „zakładowych", tj. lokalnych);

—wykonano ok. 59 000 nowych instalacji głośnikowych, co jest równoznaczne z zainstalowaniem tyluż głośników zasilanych przez radiowęzły; z podanej ilości — połowa przypada na wieś, połowa na miasta;

— wybudowano ponad 1750 km linii przesyłowych (czyli par przewodów);

— zradiofonizowano dalszych 131 wsi, doprowadzając do nich program radiowy poprzez rozbudowaną sieć rozgłaszania przewodowego;

— przeprowadzono w ramach usług odpłatnych z górą 600 megafonizacji z okazji obchodzonych uroczystości oraz urządzanych imprez;

— w warsztatach Obsługi Radiotechnicznej wykonano około 140 000 napraw sprzętu radioodbiorczego (w tym ok. 50 000 napraw gwarancyjnych);

— wykonano prawie 1300 instalacji telewizorów i anten do nich;

— przeprowadzono w warsztatach Stacji Obsługi Telewizyjnej ok. 2900 napraw odbiorników telewizyjnych.

### APARATURA KRAJOWEJ PRODUKCJI DLA POTRZEB TELEWIZJI PRZEMYSŁOWEJ

Warszawskie Zakłady Telewizyjne opracowały model aparatury przeznaczonej dla celów telewizji przemysłowej. Znajdzie ona praktyczne zastosowanie w wielu dziedzinach naszego życia, głównie zaś w przemyśle, medycynie, handlu i szkolnictwie. Tego rodzaju urządzenie umożliwia m.in. obserwację procesów technologicznych (np. przebieg walcowania blachy), przeprowadzanych operacji chirurgicznych itp. oraz trudno dostępnych dla oka miejsc — przez większe audytorium, a poza tym kierowanie ruchem lotniczym i kolejowym (obserwacja jednostek transportowych w ruchu i wydawanie dyspozycji).

Podjęcie produkcji wspomnianych urządzeń uniezależni nas od konieczności importowania ich z zagranicy.

### LONDYŃSKA WYSTAWA RADIOWA

Ostatnia (zorganizowana w roku ubiegłym) wystawa radiowa w Londynie reprezentowała bogatszy asortyment eksponatów telewizyjnych w porównaniu do zgromadzonych tam odbiorczych urządzeń radiofonicznych. Na uwagę zasługiwały telewizory ze strojonymi obwodami, o średnicy ekranów od 28 do 61 cm, dostosowane do odbioru kilku programów (przez przełączanie cewek w stopniu w.cz.) oraz telewizory typu turystycznego (samochodowe) zasilane bądź z sieci elektroenergetycznej, bądź z 12-woltowego akumulatora i wyposażone w ekrany o średnicy 30 cm. Odchylanie w większości modeli elektrostatyczne.

Wystawiono m. in. sporą ilość odbiorników radiowych z obwodami wykonywanymi techniką drukowania. Nie brak było również wykonywanych tą metodą odbiorników FM, szczególnie interesujących dla radioamatorów.

Jedna z firm wystawiła telewizor i odbiornik radiowy na triodach z półprzewodników. Model odbiornika zbudowano w oparciu o obwody drukowane.

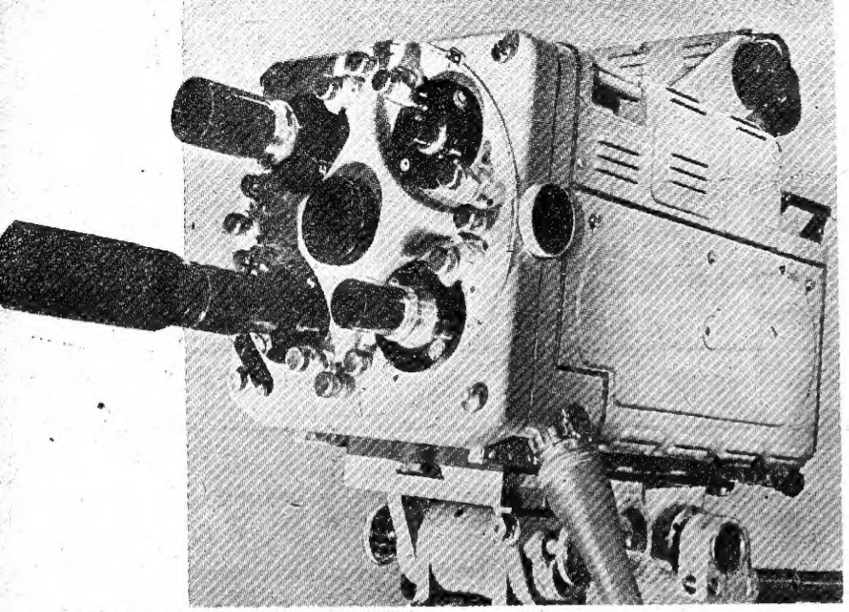
Wiele uczestniczących w wystawie firm zademonstrowało wzorce triod półprzewodnikowych typu stopowego z krytycznymi częstotliwościami 3 ÷ 10 MHz. Do zasilania odbiornika na triodach z półprzewodników są stosowane dwa miniaturowe ogniwa. Poszczególne triody (jest ich 8) są wykorzystane jako heterodyna lokalna, 2-stopniowy wzmacniacz pośr.cz., detektor, 1-stopniowy wzmacniacz m.cz., lampy stopnia końcowego. Układ przemiany częstotliwości (heterodyna i mieszacz) w tym odbiorniku odbiega od normalnego. Najczęściej stosuje się tu mieszacz sumacyjny na jednej triodzie. Napięcie ARW podaje się na pierwszy stopień wzmacnienia pośr.cz. Pierwszy stopień m.cz. sprzężony jest przez transformator ze stopniem wyjściowym pracującym w układzie przeciwsobnym w klasie B. Stopień wyjściowy jest bezpośrednio połączony z cewką drgającą głośnika.

Firma Mullard wystawiła eksperymentalny model odbiornika FM na 21 triodach półprzewodnikowych.

Szczególnie interesujący był wystawiony przez firmę Philips adapter bateryjny do odgrywania płyt o małej średnicy, ze wzmacniaczem na triodach półprzewodnikowych. Adapter krystaliczny w tym gramofonie steruje 4-stopniowy wzmacniacz, który dostarcza do owalnego głośnika moc wyjściową ok. 100 mW. W skład urządzenia gramofonowego wchodzi silniczek zasilany z baterii 6-woltowej. Szybkość obrotów: 45/min. Bateria wystarcza na przegranie 750 płyt.

*W.*

# XXVI TARGI MIĘDZYNARODOWE POZNAŃSKIE



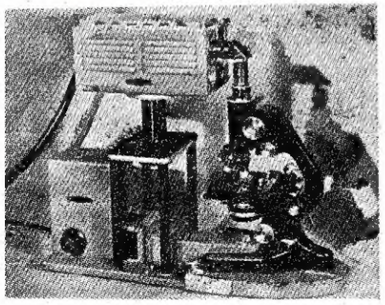
Rys. 1

TEGOROCZNE — XXVI z kolei — Międzynarodowe Targi Poznańskie były dla zwiedzających je okazją do przeglądu bogatego asortymentu sprzętu radiotechnicznego i telewizyjnego reprezentowanego przez najpoważniejszych wytwórców.

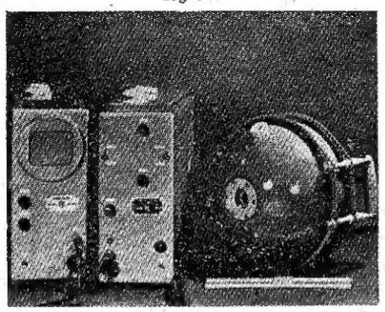
Szczególne zainteresowanie budziły eksponaty urządzeń telewizyjnych wystawione przez fabryki ZSRR, firmy Marconi, Pye, SFR, a także nasz przemysł krajowy, który pokazał m. in. model kamery i monitora dla celów przemysłowych.

W niniejszej notatce ograniczymy się do krótkiej tylko relacji z terenu Targów, którą postaramy się uzupełnić w następnych numerach.

Firma Marconi wystawiła model kompletnego wyposażenia studia telewizyjnego z dwiema kamerami (rys. 1), telekinem (projektor 16 mm z widikonem), monitorami kontrolnymi, urządzeniami miksującymi i generatorami. Na uwagę zasługiwała kamera z „transfokatorem", tj. specjalnym obiektywem o zmiennej ogniskowej, który nie zmieniając ostrości reguluje ogniskową w stosunku 1 : 10, dając efekt zbliżania lub oddalania przekazywanego obrazu.



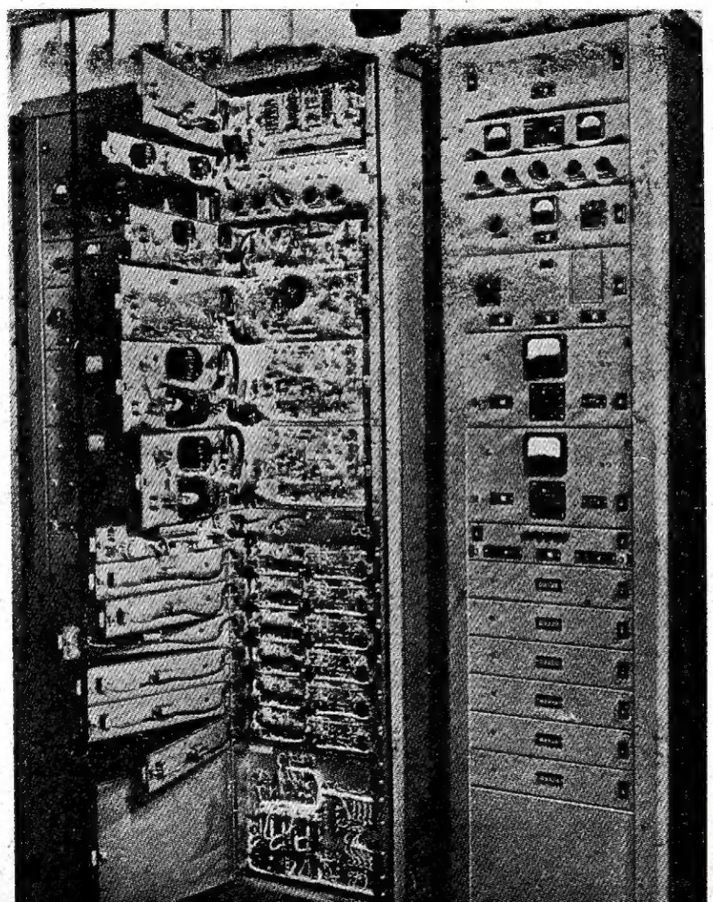
Rys. 2



Rys. 3

Rys. 4

Rys. 5



W specjalnie zacienionym pomieszczeniu demonstrowano kamerę o bardzo wysokiej czułości; kamera ta — współpracując ze specjalnym wzmacniaczem o minimalnych szumach — pozwala na uzyskanie bardzo jasnych obrazów przy oświetleniu ... $\frac{1}{100}$ Luxa.

Znajduje ona zastosowanie w medycynie, a to przy prześwietlaniu promieniami Rentgena (gdy ze względów zdrowotnych należy stosować małą intensywność promieni lub gdy chodzi o wyeliminowanie szkodliwego działania tych promieni na obserwujący przebieg prześwietlenia personel lekarski).

Na uwagę zasługiwał m. in. model nadajnika FM o mocy 5 KW oraz telewizyjnej anteny przeznaczonej dla Katowic o 20-krotnym zysku mocy mimo dookólnej charakterystyki, uzyskanym przez skupienie sygnału w płaszczyźnie horyzontu.

Firma Pye wystawiła sporo modeli urządzeń dla telewizji przemysłowej, a m. in. kamerę z mikroskopem (rys. 2) dla zbiorowego obserwowania powiększeń preparatów; specjalną kamerę podwodną (rys. 3), która może być użyta na głębokości 70 metrów; urządzenie „radarowe" do wykrywania ławic rybnych, określania ich wymiarów, a nawet gatunku ryb.

Ciekawym rozwiązaniem była miniaturowa lampa widikonowa o długości 90 mm i średnicy 13,5 mm; widikon z obiektywem jak dla kamery filmowej 8 mm umożliwia skonstruowanie kamer o bardzo małych wymiarach, znajdujących zastosowanie np. w przemyśle naftowym (obserwacja świdrów uszkodzonych przy wierceniach na dużej głębokości).

Francuska firma Societe Française Radioelectrique (SFR) zademonstrowała m. in. telewizyjne urządzenie reportażowe (rys. 4). W skład kompletu o łącznej wadze 8 kg wchodzą:

— kamera (ciężar 1,3 kg) z optyką jak dla filmu 16 mm,

— lampa widikonowa i wzmacniacz,

— nadajnik w połączeniu z generatorami impulsów i zasilaczem, którego moc pozwala na przekazywanie kompletnego sygnału wizyjnego na odległość kilkuset metrów (np. do wozu transmisyjnego).

Ciężar nadajnika — 6,5 kg, czas nieprzerwanej pracy — 4 godziny (bez zmiany baterii). Urządzenie takie zainstalowane na samolocie pozwala na uzyskanie zasięgu do kilkudziesięciu km.

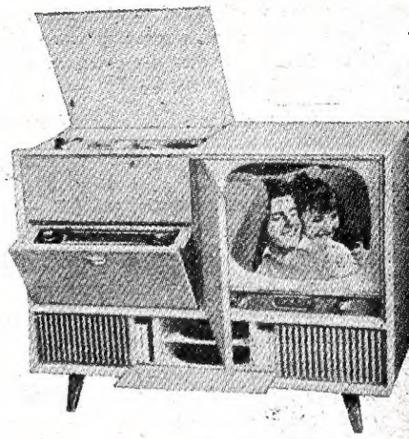
Z innych urządzeń radiowych na uwagę zasługiwał radiotelefoniczny odbiornik komunikacyjny produkcji francuskiej (rys. 5), pozwalający na odbiór jednowstęgowy lub dwu niezależnych wstęg przy nadawaniu dwukanałowym w zakresie 3,5 do 25 MHz oraz komplet lamp nadawczych typu „Vapotron" z urządzeniami pomocniczymi. Lampy te o nowym systemie chłodzenia pozwalają na osiągnięcie 50% sprawności nadajnika.

Firmy Philips i Telefunken pokazały bogaty wybór odbiorników radiofonicznych, telewizyjnych i magnetofonów (rys. 6, 7, 8, 9). Wśród odbiorników tranzystorowych wyróżniał się odbiornik firmy Telefunken „Partner" o wymiarach 150×82×38 mm i wadze 500 g (łącznie z bateryjką). Aparat ten z wbudowaną anteną ferrytową zapewnia wieczorem odbiór na głośnik z górą 30 stacji i to z dobrą siłą (50 mW). Odbiornik 5-zakresowy na fale średnie zawiera 5 tranzystorów (2 stopnie pośr. cz. i 1 diodę germanową). Źródło zasilania (4 bateryjki 1,5-woltowe) wystarcza przy poborze prądu 22 mA na 75 godzinną pracę odbiornika.

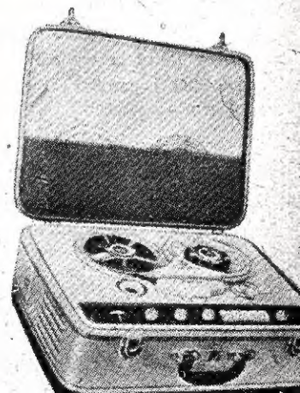
F. M.

Rys. 6

Rys. 7



Rys. 8



Rys. 9

*WITOLD SPŁAWA-NEYMAN SP5AU*

# REZONANSOWY MIERNIK INDUKCYJNOŚCI

W PRAKTYCE radioamatorskiej na każdym niemal kroku spotykamy się z koniecznością budowy i sprawdzania resonansowych obwodów *LC*. Największą przy tym trudność sprawia pomiar indukcyjności i dobroci wykonanych lub posiadanych cewek. Problem ten jest w naszych warunkach szczególnie poważny z uwagi na brak na rynku znormalizowanych i znanych karkasów i rdzeni. Nawijamy więc cewki na karkasach o nieznanych zwykle właściwościach magnetycznych, a dobre wyniki staramy się osiągnąć drogą żmudnych eksperymentów.

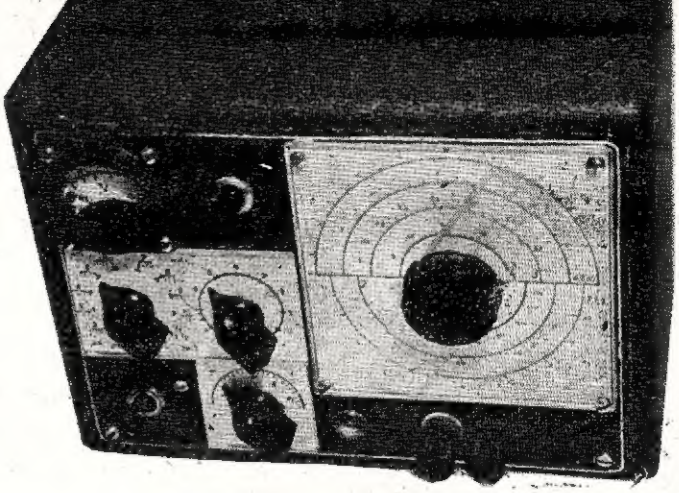
Opisany niżej miernik indukcyjności działa na zasadzie zbliżonej do Q-metra i dzięki swojej prostocie jest łatwy do wykonania i pewny w działaniu. Zakres mierzonych indukcyjności jest bardzo szeroki: od zera (!) do 30 mH z dokładnością do 2%, a przy użyciu dodatkowego generatora akustycznego pozwala na orientacyjny pomiar indukcyjności dławików do około 10 H. Ważnym jest również fakt, iż częstotliwość pomiarowa jest tym większa, im mniejszą mierzymy cewkę, co zbliża warunki pomiaru do warunków pracy mierzonej cewki.

Miernik (rys. 1) składa się z następujących zasadniczych elementów: generatora o zmiennej skokowo częstotliwości (*G*), woltomierza lampowego (*V.L.*), skalowanego kondensatora zmiennego (*C*) i zasilacza sieciowego (*Z*).

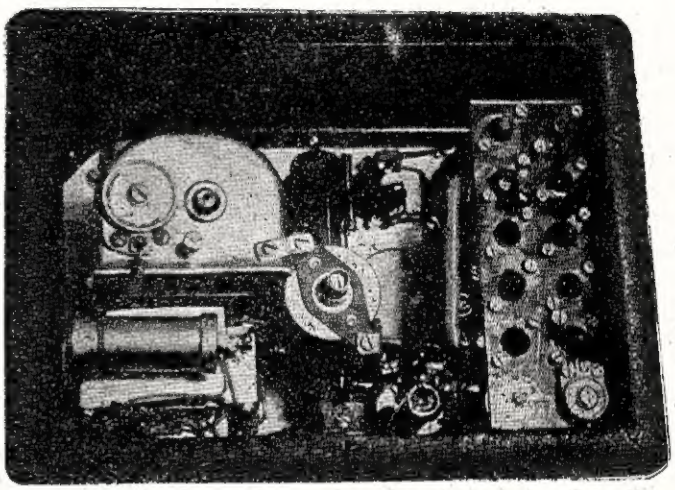
W czasie pomiaru stroimy równoległy obwód rezonansowy złożony z kondensatora *C* i mierzonej cewki do rezonansu z częstotliwością generatora. Napięcie na obwodzie przy dostrojeniu osiąga ostre maximum, tym większe im większa jest dobroć cewki. Nie możemy jednak woltomierza wyskalować wprost w wartościach *Q*, gdyż wychylenie nie jest jednakowe dla cewek o tej samej dobroci ale innej indukcyjności.

Pomiar dobroci obwodu przeprowadzamy korzystając ze znanej zależności $Q = \frac{C}{\Delta C}$, gdzie *C* — pojemność kondensatora przy rezonansie, zaś $\Delta C$ — zmiana pojemności, przy której napięcie spadnie o 3 dB, tj. do 0,7 wartości maksymalnej. Pomiar ten daje dobre wyniki w granicach od 3 µH do ok. 3 mH. Przy mniejszych indukcyjnościach odgrywa już poważną rolę oporność doprowadzeń i styków kondensatora zmiennego, natomiast dla dużych indukcyjności głównym źródłem błędu jest oporność wejściowa woltomierza. Przy indukcyjnościach średnich można przyjąć, iż dobroć kondensatora jest tak duża, że nie wpływa praktycznie na wynik pomiaru. Generator sprzężony jest z obwodem małą pojemnością (ok. 2 pF) i wpływ mierzonego obwodu na zmianę częstotliwości generatora na najwyższym zakresie wynosi ok. 4 kHz; stosowanie więc jakiegokolwiek separatora pomiędzy generatorem a obwodem nie jest konieczne.

Miernik umożliwia również przybliżony pomiar pojemności w zakresie od kilku do ok. 1500 pF. Dla dokonania pomiaru potrzebna jest dodatkowa cewka; najwygodniejsza taka, aby rezonans dla niej wystąpił w pobliżu początku



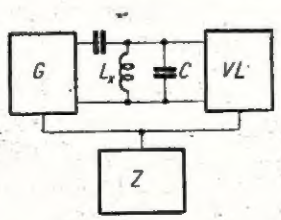
*Widok miernika z przodu*



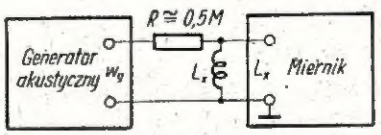
*Widok miernika od tyłu (bez ścianki)*

skali na okrągłej wartości pojemności *C*. Łącząc równolegle do niej badany kondensator, rozstrajamy obwód i dla ponownego dostrojenia musimy pojemność kondensatora *C* zmniejszyć do wartości $C_1$.

Różnica pojemności $C - C_1$ daje nam wynik pomiaru. Nie bez znaczenia jest fakt, iż pomiar pojemności dokonuje się wielką częstotliwością oraz że może on być przeprowadzony na każdym zakresie miernika, przy zastosowaniu odpowiednich dla każdego zakresu cewek. Wspomnianą cewkę pomocniczą można umieścić wewnątrz przyrządu i za pomocą przełącznika włączać ją między zaciski miernika. Dla uzupełnienia należy podać, że przy




*Rys. 1. Schemat blokowy miernika*




*Rys. 2. Sposób włączenia generatora dodatkowego*

pomiarze cewek z przyłączonym równolegle kondensatorem o znanej pojemności (np. obwodów pośr. cz. lub cewek w zmontowanych układach) zmniejszamy po uzyskaniu rezonansu pojemność *C* o wartość pojemności równoległej i odczytujemy na skali przyrządu indukcyjność cewki. Uwa-

ga powyższa dotyczy również cewek o stosunkowo znacznej, a możliwej do oceny pojemności własnej.

Orientacyjny pomiar indukcyjności większych niż 32 mH, jak wspomniałem na początku artykułu, jest możliwy po włączeniu między zaciski przyrządu generatora akustycznego (przez opornik rzędu 0,5 MΩ) — rys. 2. Wymagane napięcie generatora jest rzędu kilku woltów. Pomiary wykonujemy przy częstotliwościach podanych w tablicy.

Dla dokładniejszych pomiarów niezbędne jest jednak dokonanie pomiaru pojemności własnej uzwojenia. W tym celu mierzymy cewkę przy dwóch częstotliwościach, najlepiej tak dobranych, aby rezonans wypadał w pobliżu początku i końca skali. Spełnione wtedy będą równania:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_1+C_0)}}$$

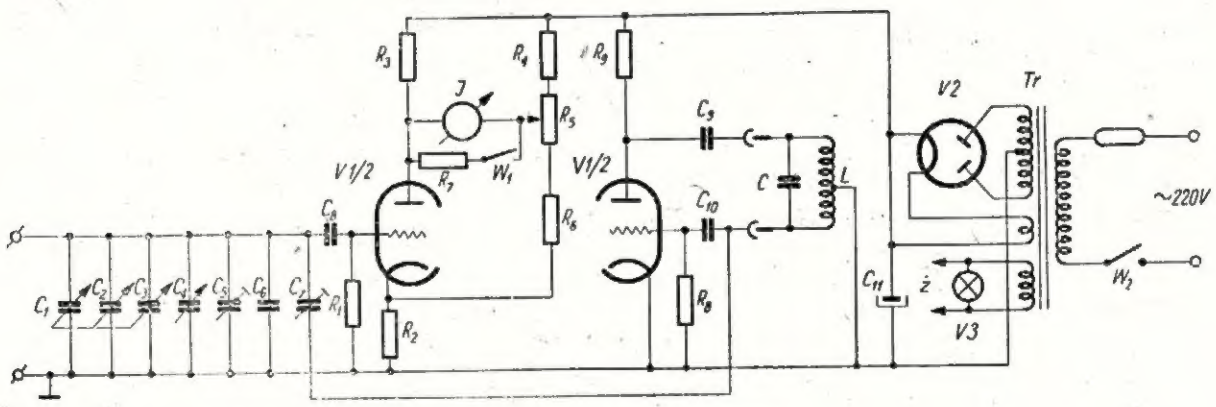
$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_2+C_0)}}$$

Mamy układ dwóch równań z dwiema niewiadomymi $C_0$ i $L$. Z rozwiązania tych równań otrzymujemy wartość indukcyjności $L$ oraz pojemności własnej $C_0$. Należy zaznaczyć, że wartość indukcyjności nie jest stała w funkcji częstotliwości, dlatego — mimo pozornie dokładnej metody — błędy pomiaru sięgają kilkunastu procent.

### Opis przyrządu

Schemat ideowy miernika przedstawiony jest na rys. 3. Funkcje generatora i wołtomierza lampowego spełnia lampa ECC40; w zasilaczu pracuje AZ41. Generator zbudowany jest w układzie Hartley'a, a na trzech ostatnich zakresach w układzie Colpitts'a. Cewki wraz z kondensatorami przełączane są przełącznikiem 12-pozycjowym. Wołtomierz lampowy pracuje jako detektor siatkowy w konwencjonalnym układzie mostkowym. Prąd przypływający przez gałąź kompensacji prądu początkowego wytwarza na oporniku katodowym spadek napięcia ok. 0,2 V, dzięki czemu początkowy prąd siatki spada praktycznie do zera i włączenie dużego opornika siatkowego nie zmienia warunków pracy. To małe napięcie początkowe zwiększa wprawdzie nieliniowość skali, ale małe zagęszczenie na początku skali jest do przyjęcia. Prąd przepływający przez wskaźnik wołtomierza przy dobrych cewkach dochodzi do ok. 3 mA (zależnie od pojemności sprzęgającej obwód z generatorem i napięcia generatora), jednakże wychylenia dla cewek o małej dobroci oraz dla pierwszego zakresu są małe. Z powyższych względów zastosowałem przyrząd 0,5 mA z wyłączanym bocznikiem obniżającym czułość do 3 mA, co dało zakresy napięć 6 do 0,5 volta.

Ważnym elementem układu jest kondensator zmienny. Do budowy opisanego przyrządu wybrałem agregat firmy Phillips 3 x 450 pF ze względu na jego masywną konstrukcję i stosunkowo małe wymiary. Przy montażu należy zwrócić szczególną uwagę na prowadzenie jak najkrótszych przewodów od kondensatora do zacisków, a to z uwagi na szkodliwe indukcyjności.




*Rys. 3. Schemat ideowy miernika*

Spis elementów

$C_1$, $C_2$, $C_3$ — 3 × 450 pF
$C_4$ — 25 pF trymer powietrzny
$C_5$ — 100 pF trymer ceramiczny
$C_6$ — 350 pF trymer ceramiczny
$C_7$ — 1 ÷ 5 pF
$C_8$ — 300 pF
$C_9$ — 1000 pF
$C_{10}$ — 100 pF
$C_{11}$ — 16 µF 350 V
C, L — obwody podane w tablicy
$W_1$ — wyłącznik bocznika
$W_2$ — wyłącznik sieciowy

$I$ — miliamperomierz 0,5 mA
$R_1$ — 3 MΩ/0,5 W
$R_2$ — 20 Ω/0,25 W
$R_3$ — 30 kΩ/2 W
$R_4$ — 15 kΩ/6 W
$R_5$ — 5 kΩ drutowy
$R_6$ — 5 kΩ/2 W
$R_7$ — bocznik dobrany do przyrządu
$R_8$ — 50 kΩ/0,5 W
$R_9$ — 30 kΩ/2 W
V1 — ECC 40 (6SN7, ECC82)
V2 — AZA1 lub podobna
V3 — 6,3 V/0,3 A
$Tr$ — 2 × 180 V — 20 mA; 6,3 V — 1 A; 4 V — 0,7 A

Dwupołówkowy prostownik daje napięcie ok. 200 V przy poborze prądu do 20 mA. Dokładna filtracja napięcia nie jest wymagana i wystarczy w zupełności blokada kondensatorem 16 μF.

Na płycie czołowej przyrządu znajduje się: przełącznik zakresów, kondensator zmienny ze skalą pojemności i indukcyjności, skala kondensatora dodatkowego, miliamperomierz, potencjometr regulacji zera, wyłącznik bocznika, wyłącznik sieciowy, lampka kontrolna i zaciski.

Dla dokładniejszego określenia wielkości $\Delta C$ zastosowałem kondensator zmienny o pojemności końcowej 25 pF, włączony równolegle do kondensatora $C$. Skala tego kondensatora posiada zero na środku, co odpowiada połowie pojemności. W czasie pomiaru, po uzyskaniu maximum napięcia odstrajamy obwód kondensatorem $C_1$ w obydwie strony, tak aby zmiana napięcia wynosiła 3 dB. Zmiany pojemności w stronę dodatnią i ujemną nie są na ogół sobie równe.

$\Delta C$ obliczamy jako średnią obydwu rozstrojeń. Obliczona wartość $Q = \frac{C}{\Delta C}$ zmierzona została przy częstotliwości generatora w ogólnym przypadku nie równej częstotliwości pracy cewki. Dobroć cewki określamy wzorem $Q = \frac{\omega L}{R}$, gdzie $R$ — oporność strat obwodu (dla prądów w. cz.). Przy założeniu, że indukcyjność i oporność cewki w pewnym zakresie częstotliwości nie zmieniają się, zmierzoną wartość dobroci przeliczamy, mnożąc przez stosunek częstotliwości pracy do częstotliwości pomiarowej.

Dla przykładu podaję przebieg obliczenia dobroci cewki obwodu pośr. cz. odbiornika „Pionier". Zmierzona indukcyjność wynosi 0,76 mH, co odpowiada pojemności 720 pF przy częstotliwości 215 kHz. Rozstrojenie o 3 dB osiągnąłem przy −13,5 i +11,5 pF, stąd $\Delta C = \frac{13{,}5 + 11{,}5}{2} = 12{,}5$ pF, a $Q = \frac{720}{12{,}5} = 57{,}5$. Dobroć przy częstotliwości $f = 468$ kHz wyniesie

$$Q = 57{,}5 \cdot \frac{468}{215} \cong 125 .$$

Zmierzona na Q-metrze dobroć tej cewki wynosi 130 przy 468 kHz.

Błąd pomiaru jest, jak widzimy, mniejszy od 5%.

### Skalowanie przyrządu

Podstawowym warunkiem osiągnięcia prawidłowej pracy jest dokładne zestrojenie generatora na podane w tablicy częstotliwości. Najwygodniej jest korzystać z dobrego falomierza lub generatora i oscylografu. W braku ich można zmierzyć częstotliwości za pomocą dobrze wyskalowanego odbiornika radiowego, odbierając częstotliwości podstawowe lub ich harmoniczne. Po zestrojeniu generatora na wszystkich zakresach ustalamy wartość początkową pojemności obwodu. Na zaciski przyrządu włączamy cewkę (większą od 10 μH) o regulowanej indukcyjności (np. wkręcany rdzeń) i stroimy ją tak, aby na jednym z zakresów uzyskać rezonans ok. 10° od początku skali (od strony większej pojemności). Następnie przełączamy układ na sąsiedni zakres mniejszych indukcyjności i trymerem $C_5$ regulujemy do rezonansu w pobliżu końca skali. Następnie sprawdzamy na innych zakresach, czy początek skali pokrywa się z końcem skali sąsiednich zakresów; tym samym kontrolujemy częstotliwości generatora.

Następną fazą będzie dokładne narysowanie skali pojemności *). Pomiary muszą być dokonane dokładnie, a dla zmniejszenia błędów zaleca się narysowanie na papierze milimetrowym charakterystyki zmian pojemności w funkcji kąta obrotu. Otrzymany wykres powinien przebiegać regularnie bez ostrych załamań.

Właściwą skalę indukcyjności wyznaczamy analitycznie ze wzoru Thomsona:

$$f = \frac{10^6}{2\pi\sqrt{LC}}$$

gdzie

$f$ — częstotliwość w kilohercach na sekundę,
$L$ — indukcyjność w mikrohenrach,
$C$ — pojemność w pikofaradach.

Stąd

$$L = \frac{10^{12}}{4\pi^2 f^2 C}$$

gdzie dla danego zakresu wielkość $\frac{10^{12}}{4\pi^2 f^2}$ jest stała.

Mamy zależność: $L = k \cdot \frac{I}{C}$, gdzie k jest stałym współczynnikiem.

Obliczenia przeprowadzamy dla kilku punktów skali w dwóch sąsiednich zakresach. Rysujemy krzywe indukcyjności w funkcji kąta, korzystając z wykresu pojemności. Z wykresu przenosimy poszczególne punkty na skalę przyrządu.

Ostatnim punktem skalowania przyrządu jest pomiar indukcyjności własnej. Zwieramy zaciski możliwie jak najkrótszym przewodem (najlepiej paskiem blachy) i na otrzymanej skali mierzymy indukcyjność początkową. Rezonans przy starannym montażu powinien wypaść w pobliżu początku pierwszego zakresu. W opisywanym przyrządzie $L_0 = 0{,}043$ μH.

Przy pomiarach małych cewek — od wartości wskazanych na otrzymanych skalach musimy odejmować indukcyjność początkową. Dla uproszczenia pomiarów, można narysować osobne skale dla początkowych zakresów, tak aby pierwszy zaczynał się od zera. Błąd wynikający z wpływu indukcyjności początkowej na szóstym zakresie będzie mniejszy od 0,5%.

*) mierząc pojemność całkowitą (między zaciskami miernika) za pomocą mostka.

**Tablica cewek generatora**

| Lp. | Zakres | Częstotliwość generatora | Indukcyjność | Pojemność | Ilość zwojów | Odczep (zw) | Uwagi |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 0 ÷ 0,06 μH | 21,5 MHz | 0,9 μH | 60 pF trymer | 8 | 3 | ∅ 15 mm drut 1,5 mm |
| 2 | 0,06 ÷ 0,28 μH | 12 MHz | 3 μH | 60 pF | 19 | 6 | karkasy i rdzenie typu stosowanego w odbiorniku „Pionier" |
| 3 | 0,28 ÷ 1,0 μH | 6,79 MHz | 5,5 μH | 100 pF | 23 | 7 | |
| 4 | 1 ÷ 3,2 μH | 3,79 MHz | 18 μH | 100 pF | 41 | 10 | |
| 5 | 3,2 ÷ 10 μH | 2,15 MHz | 35 μH | 150 pF | 58 | 15 | |
| 6 | 10 ÷ 32 μH | 1,2 MHz | 90 μH | 200 pF | 93 | 25 | |
| 7 | 32 ÷ 100 μH | 679 kHz | 250 μH | 200 pF | 155 | 40 | |
| 8 | 0,1 mH ÷ 0,32 mH | 379 kHz | 350 μH | 500 pF | 185 | 45 | |
| 9 | 0,32 ÷ 1 mH | 215 kHz | 1,1 mH | 500 pF | 330 | 70 | |
| 10 | 1 ÷ 3,2 mH | 120 kHz | 1,8 mH | (1.5 + 3) T pF | 470 | — | wejściowa długofalowa „Pionier" |
| 11 | 3,2 ÷ 10 mH | 67,9 kHz | 3 mH | (2 + 6) T pF | 500 | — | antenowa średniofalowa „Pionier" |
| 12 | 10 ÷ 32 mH | 37,9 kHz | 12 mH | (2 + 6) T pF | 1100 | — | antenowa długofalowa „Pionier" |

**Wykaz częstotliwości generatora zewnętrznego dla pomiarów indukcyjności większych od 32 mH**

| Lp. | Zakres | Częstotliwość |
|---|---|---|
| 13 | 32 — 100 mH | 21,5 kHz |
| 14 | 0,1 H — 0,32 H | 12 kHz |
| 15 | 0,32 — 1 H | 6,79 kH |
| 16 | 1 — 3,2 H | 3,75 kHz |
| 17 | 3,2 — 10 H | 2,15 kHz |

## PIERWSZE POŁĄCZENIA W SIECI UKF

Jednym z celów, jaki postawił przed sobą Polski Związek Krótkofalowców, jest stworzenie sieci amatorskich, naziemnych stacji ultrakrótkofalowych, prowadzących systematyczne doświadczenia nad propagacją UKF w kraju.

Od 2 czerwca rozpoczęły systematyczną pracę pierwsze stacje: SP2CO i SP5FM oraz przeprowadziły pierwsze próby stacje: SP5EL, SP5HS. Mowa tu oczywiście tylko o stacjach należycie już wyposażonych do stałej pracy z normalnego miejsca zainstalowania, bez wyjazdów w góry i na wysokie punkty terenowe.

2 czerwca SP2CO (Gdańsk) był słyszany przez SP5FM (Warszawa), a SP5EL (również Warszawa) i SP5FM były słyszane w Słowacji.

9 czerwca miało miejsce połączenie Warszawa-Łódź ze słyszalnością S9 plus między SP5FM i SP7HE. SP7HE pracuje niestety dotychczas tylko sporadycznie.

Od 2 czerwca SP2CO i SP5FM prowadzą regularnie próby, które doprowadziły dn. 16.VI. do dwustronnego połączenia. 80% wszystkich nadawań SP2CO jest słyszane przez SP5FM; przyczyna braku słyszalności w przeciwnym kierunku leży prawdopodobnie w odbiorniku SP2CO, który obecnie jest modyfikowany.

SP2CO używa nadajnika o mocy ca 20 W, doprowadzonej do 832. Jego częstotliwość: 145,920 MHz (stabilizacja kwarcowa). Antena Yagi: 4 elementy. Do odbioru używa konwertera kwarcowego z wejściem na ECC84 (kaskoda). SP5FM nadaje z mocą 100 W, doprowadzoną do 829 B, przeważnie na częstotliwości 145,660 MHz (kwarc); antena piętrowa Yagi (3 piętra po 3 elementy). Konwerter kwarcowy ma na wejściu 6J4 z uziemioną siatką. Aparatura obu stacji będzie rychło rozbudowana.

Przyłączenie się do doświadczeń zapowiadają: SP2DX, SP8CK, SP5AU, SP5FW, SP5EL i SP5HS. Dalsze stacje są usilnie zapraszane. Zebrane materiały będą jednocześnie wykorzystane w ramach badań propagacji UKF MRG.

Jak informują nas w ostatniej chwili Szwedzi — SP2CO był słyszany w Szwecji przez SP7OY z Kalmar. Przyczyną braku połączenia był prawdopodobnie znów odbiornik SP2CO.

STANISŁAW MASNY

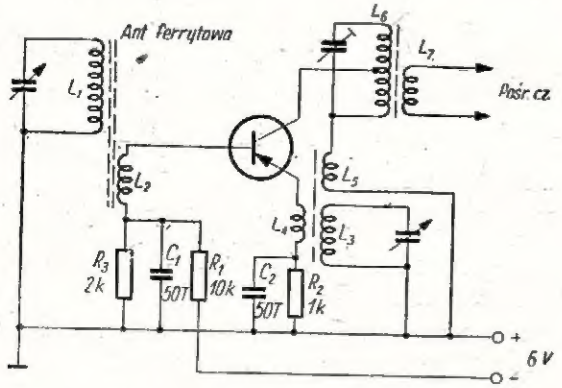
# ODBIORNIK SUPERHETERODYNOWY NA TRANZYSTORACH

SZYBKI rozwój techniki półprzewodnikowej wprowadza rewolucję w konstrukcji wielu urządzeń, pracujących dotychczas na lampach elektronowych. Tranzystory znalazły dużą przydatność we wszelkich układach przenośnych dzięki małym wymiarom, odporności na wstrząsy oraz stosunkowo dużej sprawności energetycznej.

Niniejszy artykuł ma na celu zaznajomienie radioamatorów z odbiornikami superheterodynowymi pracującymi na tranzystorach. Opisane poniżej układy dostosowane są do zakresu długo- i średniofalowego. Ograniczenie to spowodowane jest stosunkowo małą częstotliwością graniczną tranzystorów, która w produkowanych u nas egzemplarzach nie przekracza dotychczas 2 MHz.

### Przemiana częstotliwości

Układ stopnia mieszającego może być rozwiązany dwojako: z heterodyną własną albo z heterodyną zewnętrzną. Układ mieszacza z heterodyną własną przedstawiono na rys. 1. Mieszanie odbywa się tu na nieliniowej charakterystyce baza-emiter. Sygnał z obwodu antenowego jest




*Rys. 1. Układ mieszacza z heterodyną własną*

transformowany przez obniżającą przekładnię $L_1$: $L_2$ i podawany na bazę tranzystora przemiany. Przekładnię obniżającą stosuje się z uwagi na dopasowanie oporności pozornej obwodu rezonansowego do oporności wejściowej tranzystora. Dopasowanie to z wystarczającą dokładnością można obliczyć ze wzoru

$$\frac{z_1}{z_2} = \frac{R_{rez}}{R_t}$$

gdzie:

$z_1$ — ilość zwojów obwodu strojonego,
$z_2$ — ilość zwojów cewki sprzęgającej,
$R_{rez}$ — oporność rezonansowa obwodu strojonego,
$R_t$ — oporność wejściowa tranzystora.

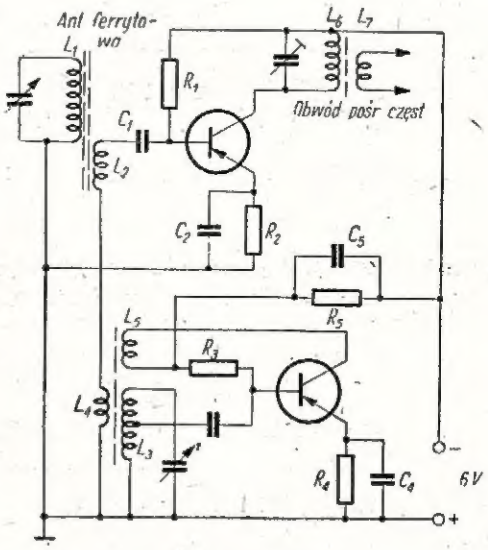
Wzór ten określa przekładnię umożliwiającą przeniesienie mocy przy optymalnym poziomie szumów i selektywności. W praktyce stosuje się przekładnie rzędu od 10 : 1 do 15 : 1.

Odbiorniki tranzystorowe są zwykle zaopatrzone w antenę ferrytową. Składa się ona z pręta ferrytu lub materiału o podobnych właściwościach z nawiniętą na nim cewką obwodu rezonansowego. Skuteczne działanie anteny może zapewnić materiał o dużej przenikalności skutecznej większej niż 200.

Układ z rys. 1 posiada oscylator (heterodynę); oscylacje powstają dzięki sprzężeniu zwrotnemu między obwodem kolektora i emitera (cewki $L_5$, $L_4$). Zmiana częstotliwości oscylatora i obwodu wejściowego odbywa się za pomocą podwójnego kondensatora obrotowego. Sygnał pośr. cz. zostaje wydzielony w pierwszym obwodzie pośr. cz. ($L_6$, $C_6$). Dzielnik napięć $R_1$, $R_2$ oraz opornik $R_3$ służą do dobrania i stabilizacji punktu pracy tranzystora.

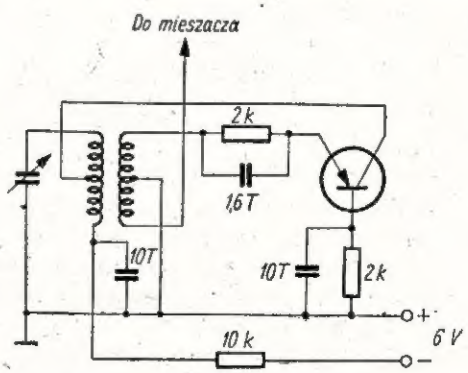
Układ z własną heterodyną, aczkolwiek ekonomiczny ze względu na stosowanie jednego tranzystora w stopniu mieszającym, wymaga jednak tranzystorów o większej częstotliwości granicznej oraz o większym współczynniku wzmocnienia prądowego $\alpha$. Jest trudniejszy w wykonaniu z uwagi na dobór punktu pracy zarówno dla wejścia jak i dla heterodyny. Pomimo tego chętnie jest stosowany dzięki swej prostocie.

Układ z oddzielną heterodyną przedstawiono na rys. 2.




*Rys. 2. Układ mieszacza z oddzielną heterodyną*

Heterodyna pracuje w układzie z uziemionym emiterem. Oscylacje powstają dzięki dodatniemu sprzężeniu zwrotnemu, kolektor-baza. Ponieważ obwód strojony znajduje się w obwodzie bazy, konieczne jest stosowanie odczepu,




*Rys. 3. Heterodyna w układzie z uziemioną bazą*

ze względu na małą oporność wejściową tranzystora. Sygnał z heterodyny jest podawany w szereg z sygnałem wejściowym na bazę tranzystora przemiany, gdzie następuje mieszanie.

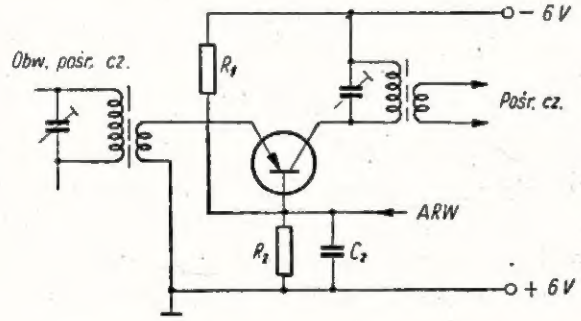
Heterodyna może być wykonana w układzie z uziemioną bazą. Układ taki przedstawia pewne zalety w stosunku do poprzednich; można uzyskać na nim drgania o większej częstotliwości, bowiem częstotliwość graniczna tranzystora z uziemioną bazą jest większa niż w układzie z uziemionym emiterem. Zależność tę wyraża równość:

$$f_{ge} = (1 - \alpha) f_{gb}$$

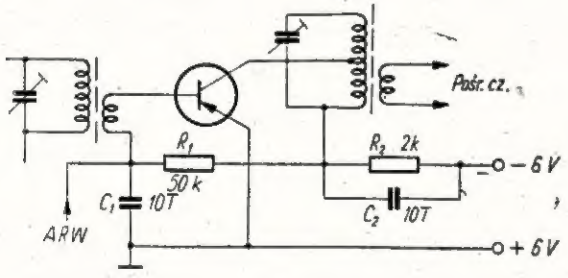
Układ heterodyny na tranzystorze z uziemioną bazą przedstawia rys. 3. Tranzystory używane do przemiany częstotliwości, a szczególnie tranzystor heterodyny, powinny mieć jak najmniejsze szumy własne..

### Wzmacniacz pośredniej częstotliwości

Częstotliwość pośrednia odbiorników lampowych wynosząca zazwyczaj ok. 468 kHz jest tu nieodpowiednia, gdyż




*Rys. 4a. Wzmacniacz pośr. cz. w układzie z uziemioną bazą*




*Rys. 4b. Stopień wzmacniacza pośr. cz. w układzie z uziemionym emiterem*

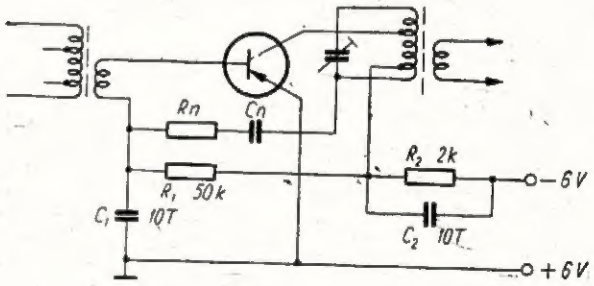
trzeba by było używać tranzystorów o częstotliwości granicznej ok. 2 MHz. Również częstotliwość 112 lub 128 kHz jest niekorzystna z uwagi na odbicia lustrzane. Najkorzystniejsza w obecnej chwili wydaje się być częstotliwość 250 — 275 kHz. Mogą na niej pracować z powodzeniem tranzytory o częstotliwości granicznej ok. 600 — 800 kHz.

Tranzystory we wzmacniaczach pośr. cz. mogą pracować zarówno w układzie z uziemioną bazą, jak i z uziemionym emiterem. Układy takie są przedstawione na rys. 4a, 4b. Tranzystor z uziemioną bazą ma małą oporność wejściową oraz dużą oporność wyjściową, korzystną dla obwodów rezonansowych, natomiast układ z uziemionym emiterem ma większą oporność wejściową oraz mniejszą oporność wyjściową. Jednak z uwagi na niższe napięcie zasilania i neutralizację, częściej stosuje się układ z uziemionym emiterem. Wzmocnienie stopnia w jednym i drugim przypadku jest w przybliżeniu równe (ok. 10 ÷ 15-krotne). W układzie z rys. 4a dodatnią polaryzację emitera uzyskuje się z dzielnika napięć $R_1$, $R_2$. Na rysunku podany jest sposób podłączenia napięcia automatycznej regulacji wzmocnienia. Dodatnie napięcie podawane na bazę powoduje zmniejszenie ujemnej polaryzacji emitera, przez co wzmocnienie układu spada.

Rys. 4b przedstawia układ wzmacniacza z uziemionym emiterem. Ujemną polaryzację bazy uzyskuje się tu z dzielnika napięć $R_1$, $R_2$. Kolektor zasilany jest z odczepu, bowiem oporność wyjściowa w tym układzie jest niższa, równoważne poprzedniemu wzmocnienie mocy uzyskuje się dzięki większemu wzmocnieniu prądowemu.

W celu uzyskania większego wzmocnienia, stosuje się pojedyncze obwody pośr. cz.; przenoszone pasmo jest wystarczająco szerokie, bowiem podłączone do tranzystorów obwody pośr. cz. mają małą dobroć rzędu 20 — 40.

We wzmacniaczach pośr. cz. stosuje się często neutralizację. Układ taki przedstawiony jest na rys. 5. W ten spo-

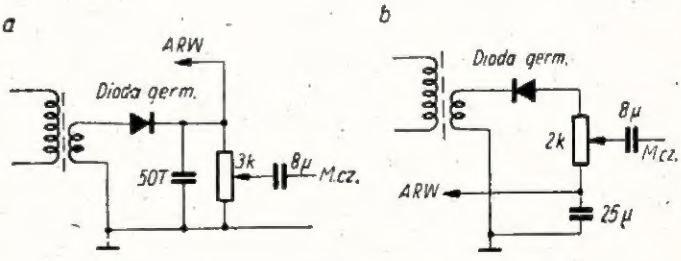



*Rys. 5. Stopień wzmocnienia pośr. cz. z neutralizacją (oporność $R_n$ oraz pojemność $C_n$ w szereg)*

sób kompensuje się straty wywołane obniżeniem wzmocnienia, spowodowanym ujemnym sprzężeniem zwrotnym przez pojemność i oporność kolektor-baza.

### Detekcja i automatyka

Wzmocniony dostatecznie sygnał pośr. cz. podawany jest na obwód detekcyjny; na uwagę zasługuje niska oporność oraz duża pojemność tego obwodu (w celu dopasowania do wejścia wzmacniacza m. cz.). Obwód detektora przedstawiono na rys. 6a i 6b Układy te są przystosowane do wzmacniacza pośr. cz. w układzie z uziemioną bazą oraz

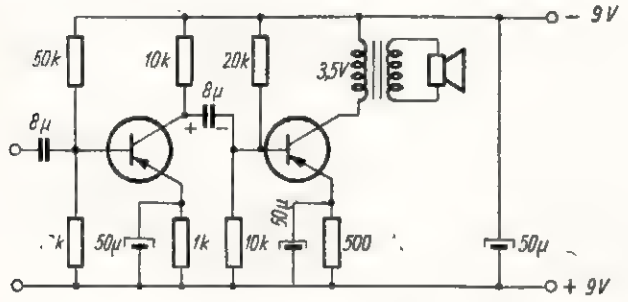



*Rys. 6. Dwa sposoby rozwiązania detekcji*

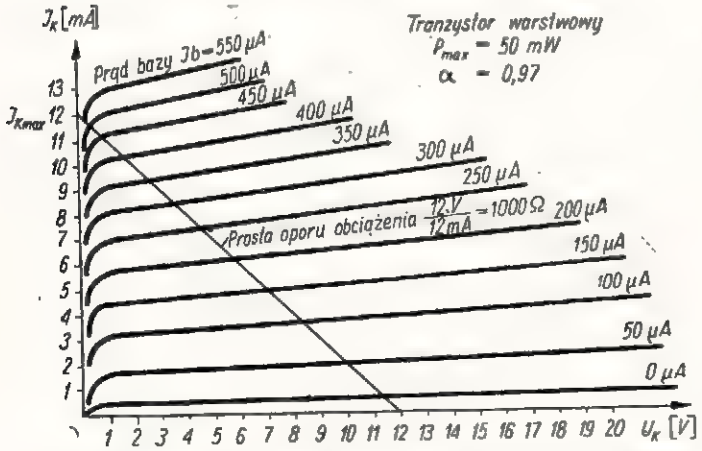
z uziemionym emiterem, przy czym dodatnie napięcie zawsze jest podawane na bazę w tranzystorach typu p-n-p (baza odpowiada siatce w układzie lampowym, która jest najczulszą elektrodą, wobec czego najskuteczniej przesuwa punkt pracy tranzystora).

### Wzmacniacz częstotliwości akustycznej

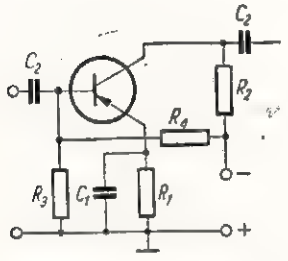
Wzmacniacz m.cz. może być wykonany w układzie o sprzężeniu oporowo-pojemnościowym lub transformatorowym.



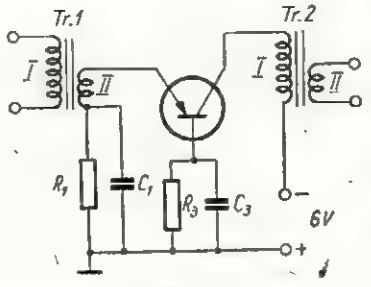

*Rys. 7. Dwustopniowy wzmacniacz m. cz.*



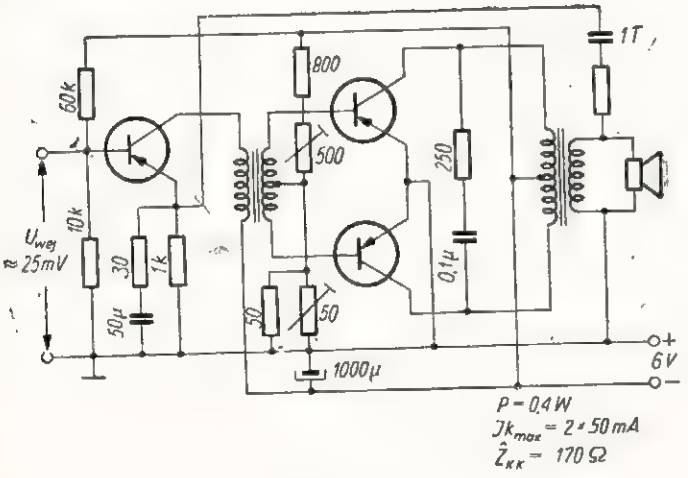

*Rys. 8. Rodzina charakterystyk $J_k = f(U_k)$ $I_b$ = const zdjętych w układzie z uziemionym emiterem*




*Rys. 9. Stopień wzmacniacza oporowego*




*Rys. 10*




*Rys. 11*

Zwykle stosuje się przedwzmacniacz oporowy, a stopień mocy — transformatorowy. Największe wzmocnienie uzyskuje się w układzie z uziemionym emiterem. Układ wzmacniacza m.cz. podano przykładowo na rys. 7. Wzmacniacz pracuje w klasie A. Punkt pracy znajduje się z charakterystyk $I_k = f(U_k)$ przy $I_b$ = const. Typową rodzinę charakterystyk tego typu przedstawia wykres na rys.8.

Rozpatrzmy teraz układ wzmacniacza oporowego, przedstawionego na rys. 9.

Oporniki $R_3$ i $R_4$ służą do uzyskania odpowiedniej polaryzacji bazy. Opornik $R_1$ w obwodzie emitera jest konieczny dla zapewnienia stabilnego punktu pracy wzmacniacza. Kondensatory $C_2$ są pojemnościami sprzęgającymi i mają wpływ na wzmocnienie przy małych częstotliwościach. Dla dopuszczalnego spadku wzmocnienia prądowego o 3 dB przy najniższej częstotliwości $f_n$ powinien być zachowany warunek:

$$\frac{I}{\omega_n C_2} = \frac{r_k (1-\alpha) R_3}{R_3 + r_k (1-\alpha)}$$

w przypadku układu z uziemionym emitrem oraz

$$\frac{I}{\omega_n C_2} = \frac{r_k \cdot R_3}{R_3 + r_k}$$

w układzie z uziemioną bazą, gdzie $r_k$ — oporność wyjściowa tranzystora.

Kondensator $C_1$ bocznikuje opornik w gałęzi emitera w celu usunięcia powstającego ujemnego sprzężenia zwrotnego. Oporniki $R_3$ i $R_4$ powinny mieć dużą wartość w porównaniu z opornością wejściową tranzystora, w przeciwnym bowiem razie będą one pobierać moc porównywalną z wielkością mocy wzmacnianej. Cechą charakterystyczną wzmacniaczy tranzystorowych jest praca na małych opornościach, wobec czego kondensatory sprzęgające i blokujące muszą mieć duże wartości, rzędu kilku mikrofaradów.

Układ o sprzężeniu transformatorowym przedstawiono na rys. 10.

Oporniki $R_1$, $R_3$ spełniają te same zadania co we wzmacniaczu oporowym. Przekładnię zwojową transformatora oblicza się ze wzoru:

$$\frac{z_1}{z_2} = \sqrt{\frac{R_{obc} \cdot \eta}{R_{wej}}}$$

gdzie:

$z_1$ — ilość zwojów uzwojenia pierwotnego,
$z_2$ — „ „ „ wtórnego,
$R_{obc}$ — oporność optymalna obciążenia tranzystora = $r_k(1-\alpha)$,
$R_{wej}$ — oporność wejściowa tranzystora = $r_b + \frac{r_e}{1-\alpha}$,
$r_k$ — oporność wyjściowa tranzystora,
$r_b$ — oporność wejściowa tranzystora,
$r_e$ — oporność emitera,
$\eta$ — sprawność transformatora 0,7 ÷ 0,8.

Oporność indukcyjna ($L\omega$) uzwojenia pierwotnego przy najniższej częstotliwości wzmacnianej nie powinna być mniejsza od optymalnej oporności obciążenia.

Wzmocnienie pojedyńczego stopnia o sprzężeniu oporowo-pojemnościowym wynosi ok. 25 dB, natomiast w przypadku sprzężenia transformatorowego — ok. 35 dB.

Stopień końcowy pracujący w klasie A posiada stosunkowo niską sprawność (ok. 38%) i wykorzystuje małą część mocy admisyjnej tranzystora. Coraz częściej spotyka się więc układy, w których stopień końcowy pracuje w układzie przeciwsobnym w klasie B. Układ taki (rys. 11) jest bardziej ekonomiczny, posiada dwukrotnie większą sprawność (bardzo ważne przy zasilaniu z baterii w odbiornikach przenośnych) i pozwala uzyskać większą moc wyjściową przy tych samych tranzystorach. Potencjometry 500 Ω i 50 Ω służą do doboru punktu pracy i symetryzowania układu przeciwsobnego.

# TRANZYSTOROWE PRZETWORNICE NAPIĘCIA

WIELE różnego rodzaju urządzeń, dla zapewnienia im normalnych warunków pracy, wymaga wysokich stałych napięć zasilających przy małym poborze prądu. Można tu dla przykładu wymienić lampy oscylograficzne, ikonoskopy, mierniki izolacji, liczniki cząstek elementarnych itp. Oprócz tego ostatnio produkuje się już zagranicą odbiorniki, w których stopnie m. cz. pracują na tranzystorach, a stopnie w. cz. — z uwagi na brak odpowiednich tranzystorów — na lampach elektronowych.

Zalety takich odbiorników są duże, szczególnie jeśli chodzi o odbiorniki turystyczne lub samochodowe. Posiadają one bowiem wysoką sprawność energetyczną, są małe i lekkie, a użyte tranzystory odznaczają się dużą trwałością. Pobór prądu anodowego przez same lampy w stopniach w. cz. również nie jest duży, a więc potrzebne dla ich zasilania źródło energii nie wymaga dużej pojemności.

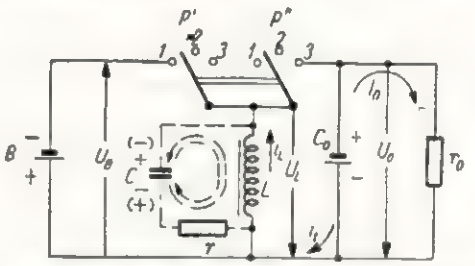
Uzyskanie takich napięć sprawia często wiele trudności konstruktorom, szczególnie wtedy, gdy urządzenie ma być przenośne i zasilane z akumulatorów albo ogniw suchych. Do niedawna trzeba było najczęściej uciekać się do dużych i ciężkich, a jednocześnie mało sprawnych przetwornic mechanicznych i transformatorów podwyższających napięcie lub stosować baterie anodowe.

Nowe i ciekawe sposoby uzyskiwania wysokich napięć powstały dzięki wynalezieniu i szybkiemu opanowaniu technicznemu tranzystorów. Małe wymiary i waga, duża wytrzymałość mechaniczna i wysoki współczynnik sprawności predestynują tranzytory również i do tego celu, tj. do wytwarzania wysokich napięć stałych ze źródeł niskowoltowych.

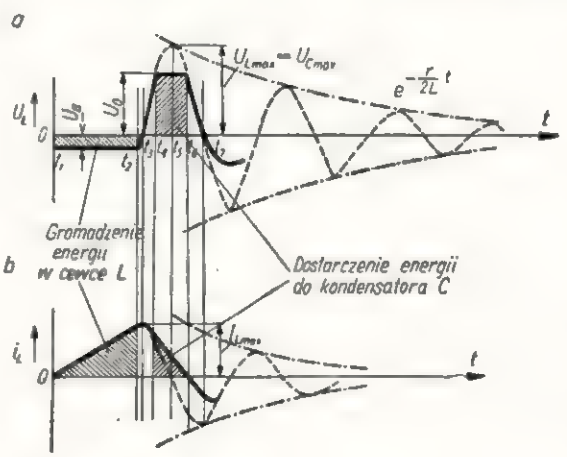
Stosowane są obecnie szeroko dwa zasadnicze sposoby uzyskiwania wysokich napięć za pomocą układów tranzystorowych. Jednym z nich jest wytwarzanie drgań sinusoidalnych w tranzystorowym generatorze samowzbudnym zasilanym ze źródła niskowoltowego, podwyższanie ich amplitudy napięcia przez transformator, z kolei prostowanie i odfiltrowanie składowej stałej tego napięcia. Sposób drugi różni się zasadniczo od poprzedniego tym, że w układzie tranzystora nie są wytwarzane drgania sinusoidalne, ale krótkie impulsy przez włączanie i odłączanie cewki indukcyjnej od źródła niskiego napięcia. Sposób ten znajduje ostatnio coraz szersze zastosowanie, a główną jego zaletą jest wyższa w porównaniu z poprzednim sprawność energetyczna. Wynosi ona teoretycznie 100%, a w praktyce udaje się osiągnąć wyniki w granicach 60 — 90%. Sposób pierwszy daje odpowiednio: sprawność teoretyczną 50%, w praktyce około 30%.

Sposób pierwszy jest w zupełności dla czytelnika zrozumiały i dlatego zostanie podany tylko przykład rozwiązania w dalszej części niniejszego artykułu. Omówimy natomiast zasadę uzyskiwania wysokiego napięcia w sposób drugi.

Działanie przetwornicy stanie się bardziej zrozumiałe po przeanalizowaniu układu z rys. 1 i wykresów z rys. 2.




*Rys. 1. Układ przetwornicy przełączanej mechanicznie*




*Rys. 2. Przebiegi napięcia (krzywa a) i prądu (krzywa b) w przetwornicy*

Przy włączaniu przełącznika $P'/P''$ w położenie 1 (moment $t_1$ na rys. 2) — z baterii $B$ zostaje doprowadzona do cewki $L$ o dużej indukcyjności pewna ilość energii w postaci wzrastającego prądu elektrycznego $i_L$ przy napięciu $U_B$. Przy pominięciu oporności wewnętrznej źródła oraz składowej rzeczywistej oporności cewki, można przyjąć, że prąd ten wskutek działania siły elektromotorycznej samoindukcji w cewce $L$ wzrasta liniowo z czasem. Nachy-

lenie krzywej prądu w tym zakresie zależy od stosunku $\frac{U_B}{L}$

Energia prądu zostaje zmagazynowana w postaci energii pola magnetycznego i jest równa:

$$W_L = I_{Lmax} = \frac{L \cdot I^2_{Lmax}}{2}$$

Jak widać, wielkość tej energii zależna jest od indukcyjności cewki $L$ oraz od wartości przepływającego przez nią prądu. Jednocześnie zostaje również naładowany do napięcia $U_B$ kondensator $C$, który tworzą pojemności międzyzwojowe cewki $L$. W polu elektrycznym kondensatora gromadzi się energia:

$$W_C = \frac{CU_B^2}{2}.$$

W momencie $t_2$, przy zmianie przełącznika $P'/P''$ w położenie *2*, zostaje przerwane połączenie cewki $L$ z baterią $B$ i jednocześnie kondensator $C$ rozpoczyna rozładowywać się przez cewkę , podwyższając w ten sposób na krótki czas ($t_2$ — $t_3$) prąd $i_L$ do wartości $I_{Lmax}$. Po wyłączeniu baterii i rozładowaniu kondensatora ($t_3$), jedynym źródłem energii staje się cewka, a ściślej — jej pole magnetyczne. Jeśli bowiem prąd nie mógł natychmiast osiągnąć swej maksymalnej wartości w czasie nieskończenie krótkim, zawdzięczając sile elektromotorycznej samoindukcji nie będzie on mógł również momentalnie zniknąć. Jednocześnie z opadnięciem prądu do zera (odcinek $t_3 - t_5$ krzywej przerywanej wykresu b, rys. 2) ładuje się kondensator $C$ do wartości maksymalnej $U_{Cmax}$ (odcinek $t_3 - t_5$ krzywej przerywanej wykresu a, rys. 2) o polaryzacji przeciwnej niż poprzednio. W ten sposób energia pola magnetycznego została w międzyczasie zamieniona całkowicie na energię pola elektrycznego kondensatora $C$ (moment $t_5$). Stan taki nie utrzymuje się, gdyż momentalnie rozpoczyna się dalszy proces, to jest rozładowanie kondensatora przez cewkę. Prąd $i_L$ znów zaczyna płynąć w uzwojeniu cewki w kierunku odwrotnym, napięcie na kondensatorze maleje, energia pola elektrycznego kondensatora przechodzi w energię pola magnetycznego cewki (moment $t_7$).

Procesy opisane nie powtarzają się jednak identycznie. Opisywanym zjawiskom towarzyszą bowiem straty energii na nieuniknionej w każdym obwodzie rzeczywistym oporności $r$.

W rezultacie przy spełnionym warunku

$$0 < r < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$$

w cewce $L$ wystąpią oscylacje o wykładniczo malejącej amplitudzie, według zależności $e^{-\frac{r}{2L}t}$ Z powyższego wynika, że dla dalszych celów należy wykorzystać pierwszą amplitudę napięcia.

Pulsację tych oscylacji wyznacza wzór:

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \left(\frac{r}{2L}\right)^2},$$

gdzie $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Ponieważ zwykle $r$ jest bardzo małe, można przyjąć wzór na częstotliwość tych oscylacji:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Napięcie $Uc_{max}$, które jest jednocześnie napięciem $U_{Lmax}$, może przy tym wielokrotnie przewyższać napięcie baterii $U_B$. Fakt ten jest podstawą założeń tego rodzaju przetwornic. Przy zaniechaniu tłumienia (oporność $r$) amplituda napięcia w momencie $t_5$ będzie wynosiła:

$$U_{L_{max}} = I_{L_{max}}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

Im większy jest zatem stosunek $\frac{L}{C}$, tym większe nastąpi przepięcie (stosunek $\frac{U_{Lmax}}{U_B}$). Należy to uwzględnić przy projektowaniu takiego układu.

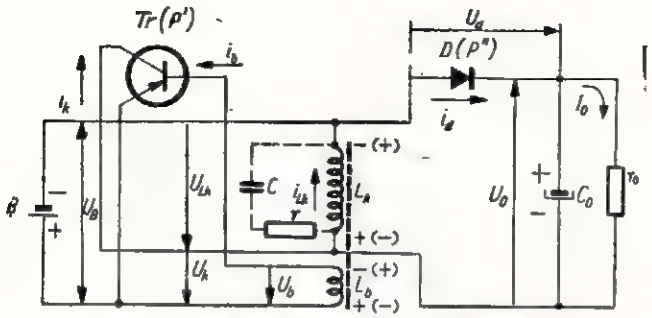
Jeżeli w pewnym momencie (np. $t_4$) przełącznik $P'/P''$ zostanie przerzucony w położenie *3*, to powstanie w ten sposób nowy obwód elektryczny złożony z $L$, $C_o$ oraz $r_o$. W obwodzie tym zaczyna płynąć prąd $i_t$ z cewki $L$ do kondensatora $C_o$. Energia skupiona poprzednio w polu magnetycznym, przechodzi teraz w energię pola elektrycznego kondensatora $C_o$.

Ponieważ jednak $C_o \gg C$, to napięcie nie wzrasta już, ale utrzymuje się mniej więcej na poziomie jak w momencie $t_4$ (krzywa ciągła na odcinku $t_4$ — $t_6$ wykresu b, rys. 2). Jest to jednoznaczne z zerwaniem się oscylacji, które warunkowały poprzednio parametry obwodu $LCr$. Gdyby jednak pozostawić na dłużej przełącznik $P'/P''$ w położeniu *3*, zaobserwowalibyśmy wkrótce następny, niekorzystny cykl, to jest rozładowanie się kondensatora $C_o$ przez cewkę $L$. Aby temu zapobiec, należy w momencie $t_6$, to jest wtedy, gdy prąd ładowania kondensatora spadnie do zera, odłączyć kondensator $C_o$ od cewki $L$. Wówczas energia zmagazynowana w polu elektrycznym kondensatora $C_o$ (przy czym $U_o > U_B$) może być wykorzystana w postaci prądu $I_o$ do zasilania jakiegoś urządzenia, które jest przedstawione na rys. 1 jako oporność obciążenia $r_o$.

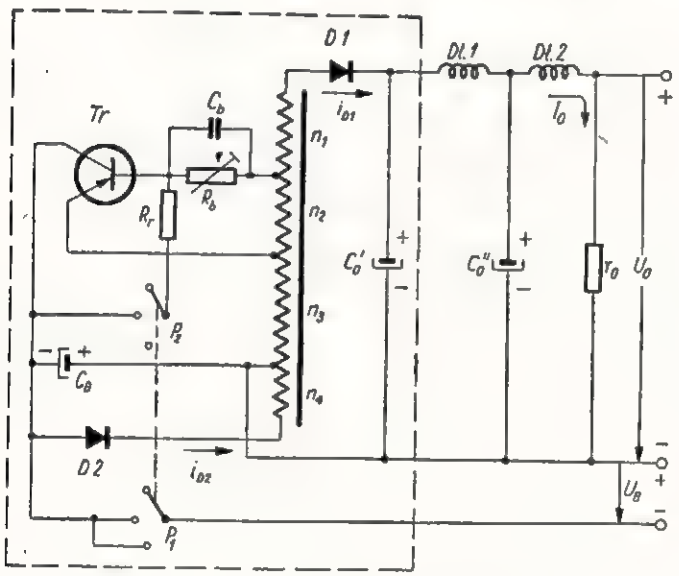
Jeżeli przełącznik $P'/P''$ po przerwaniu obwodu $L - C_o$ ustawiliśmy w położenie *2*, to w cewce $L$ i jej pojemności międzyzwojowej $C$ powstaną znów poprzednio opisywane drgania tłumione, ale z mniejszą amplitudą, gdyż energia zmagazynowana tym razem w polu elektrycznym kondensatora $C$ wynosi:

$$\frac{CU_o^2}{2} \text{ a nie } \frac{CU_{Lmax}^2}{2}$$

Aby z kondensatora $C_o$ można było czerpać energię w sposób ciągły, procesy wyżej opisane muszą się powtarzać z pewną częstotliwością, a przełączanie nie może odbywać się na drodze mechanicznej.




*Rys. 3. Przetwornica tranzystorowa*

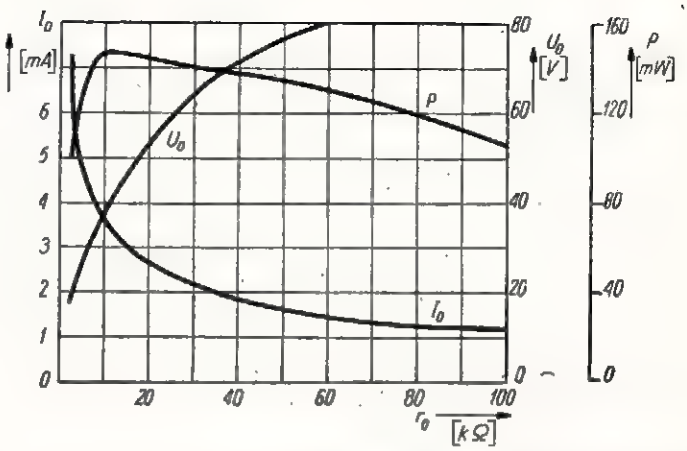



*Rys. 4. Układ praktyczny przetwornicy*

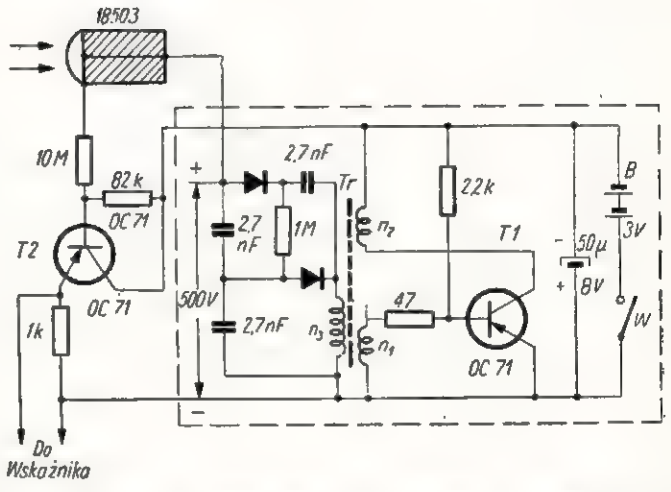
W praktycznym wykonaniu rolę przełącznika $P'$ przejmuje tranzystor w układzie sprzężenia zwrotnego, a rolę przełącznika $P''$ — dioda. Istotę takiego układu wyjaśnia rysunek 3. Rolę cewki $L$ spełnia w tym przypadku cewka $L_k$ (w obwodzie kolektora), zaś cewka $L_b$ (w obwodzie bazy) zapewnia sprzężenie zwrotne. Przy zmieniającym się napięciu na cewce $L_b$, a więc i potencjale bazy tranzystora, płynie większy lub mniejszy prąd $i_k$ w obwodzie kolektora, a tym samym następują zmiany ilości dostarczanej energii do cewki $L_k$ z baterii $B$.

Rysunek 4 przedstawia już kompletny układ przetwornicy tranzystorowej, zaś rysunek 5 — zależność napięcia prądu i mocy wyjściowej od oporności obciążenia $r_o$. W stosunku do opisanego powyżej posiada on następujące istotne różnice: poza uzwojeniami $n_2$ i $n_3$, odpowiadającymi cewkom $L_k$ i $L_b$, w układzie tym występują dodatkowo uzwojenia $n_1$ i $n_4$. Dioda $D_1$ włączona jest na całkowite uzwojenie równe: $n_1 + n_2 + n_3$. Dzięki uzwojeniu $n_1$ ulega dodatkowemu zwiększeniu napięcie przyłożone na zaciski diody. Poza tym w układzie zastosowano jeszcze jedną diodę $D2$ z dodatkowym uzwojeniem $n_4$, w którym powstają impulsy napięcia tego samego rodzaju co w uzwojeniu $n_1$, tylko o przeciwnej polaryzacji.

Dioda $D2$ służy do zabezpieczenia tranzystora $Tr$ i diody $D1$ przed ewentualnym uszkodzeniem. Jak bowiem widać z rys. 5, moc dostarczana przez przetwornicę w małym



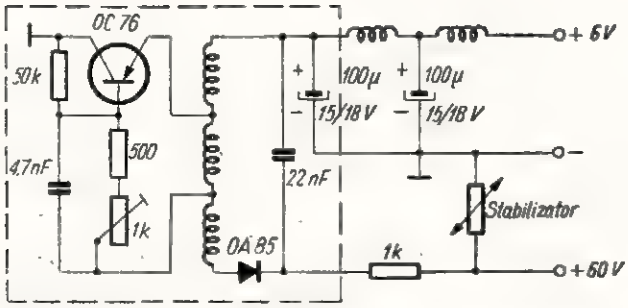

*Rys. 5. $P_o$, $U_o$ oraz $I_o$ w funkcji oporności obciążenia przetwornicy*



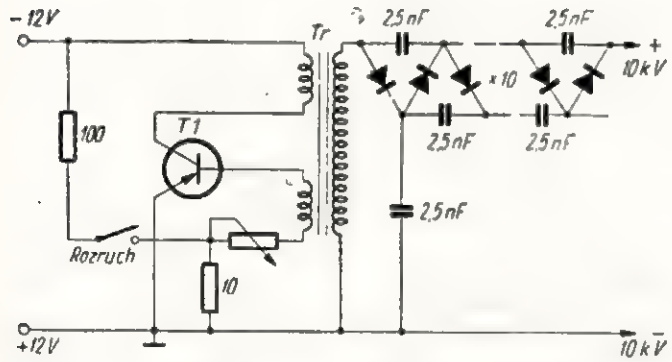

*Rys. 6. Licznik Geiger-Müllera zasilany z przetwornicy tranzystorowej*

stopniu zależy od wielkości oporności obciążenia $r_o$. Może więc zdarzyć się, że przy wzroście $r_o$ i zmniejszaniu się poboru prądu $I_o$ wzrośnie nadmiernie napięcie $U_o$, co może spowodować uszkodzenie tranzystora lub diody $D1$. Ilość zwojów $n_4$ jest tak dobrana, że gdy napięcie w nich indukujące się przekracza napięcie $U_B$, zaczyna przewodzić dioda $D2$ i przeciwdziała w ten sposób wzrostowi napięcia na transformatorze, a zatem i wzrostowi napięcia $U_o$ powyżej granicy niebezpiecznej dla tranzystora i diody.

Ten system stabilizacji napięcia wyjściowego przetwornicy ma przewagę nad innymi, gdyż nie obniża jej ogólnej sprawności energetycznej. Prąd diody $D_2$ płynie bowiem przez baterię $B$ i podładowuje ją. Kondensator $C_B$ bocznikuje baterię $B$ i jest szczególnie korzystny przy stosowaniu suchych baterii. Opornik $R_b$ w obwodzie bazy wyznacza punkt pracy i poprawia stabilność tranzystora. Równolegle do niego włączony jest kondensator $C_b$ dla zmniejszenia strat. Opornik $R_r$ służy do stworzenia korzystnych warunków rozruchu układu. Przy włączeniu $P_2$ baza otrzymuje ujemne przedpięcie z dzielnika $R_r$ — $R_b$. Im mniejsza jest wielkość oporności opornika $R_r$, tym łatwiej uzyskać wzbudzenie układu. Opornik $R_r$ stanowi dodatkowe obciążenie dla baterii i tłumi drgania w obwodzie kolektora, dlatego należy go włączać tylko na krótki czas.



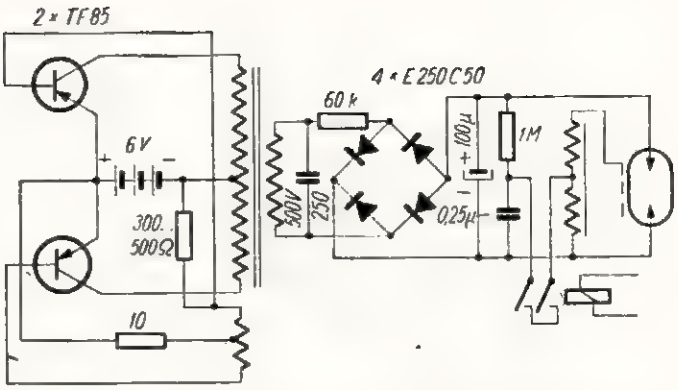

*Rys. 7. Przetwornica dostarczająca napięcie anodowe dla odbiornika*




*Rys. 8. Przetwornica 12 10 000 V*

Dławiki *Dł1* i *Dł2* oraz kondensatory $C'_o$ i $C''_o$ stanowią filtr niedopuszczający zakłóceń na zewnątrz zasilacza. Poza tym cały układ biorący udział w oscylacjach musi być dobrze ekranowany.

Rysunek 6 przedstawia przykład rozwiązania i zastosowania przetwornicy tranzystorowej dla zasilania licznika Geiger-Müllera. W układzie przetwornicy pracuje tranzystor *Tr1* oraz dwa prostowniki selenowe. Tranzystor pracuje w układzie z podstawą emitera, zaś do prostowania jest pobierany prąd z wtórnego uzwojenia transformatora, w którym zachodzi dodatkowe podwyższenie napięcia transformowanych impulsów. Układ przetwornicy zasilany jest




*Rys. 9. Przetwornica zasilająca lampę błyskową*

z baterii *B* o napięciu 3 V i przy poborze z niej 17 mA daje na wyjściu napięcie 500 V i prąd około 20 µA.

Rysunek 7 przedstawia układ przetwornicy zastosowanej do wytwarzania napięcia anodowego dla odbiornika superheterodynowego, w którym stopnie w.cz. pracują na lampach elektronowych, a wzmacniacz końcowy jest zbudowany w układzie przeciwsobnym na tranzystorach. Przy poborze 45 mA z baterii 6-woltowej, przetwornica dostarcza do odbiornika wymagane napięcie 60 V i prąd równy 3 mA. Sprawność przetwornicy wynosi zatem 70%.

Inny układ przedstawia rysunek 8. Przy zasilaniu z akumulatora 12-woltowego, przetwornica ta dostarcza na wyjściu 10 kV. Maksymalny pobór prądu z przetwornicy 100 µA.

Rysunek 9 przedstawia układ różniący się zasadniczo od poprzednich. Zastosowano w nim dwa tranzystory, pracujące w układzie przeciwsobnym, co zwiększa moc i sprawność przetwornicy. Prostowanie wytwarzanych drgań następuje po wtórnej stronie transformatora w prostowniku w układzie Graetza. Przetwornica ta dostarcza 500 V napięcia stałego przy sprawności 75% i została zastosowana, jak to widać z rysunku, do zasilania lampy błyskowej.

Opracował na podstawie *Radioschau 4 i 6/56, Radio und Fernsehen 18/56, Funkschau 5 i 11/56, Wireless World 10/55*

*J. Machowski*

# *Przegląd schematów*

## ODBIORNIK „BEETHOVEN"

BEETHOVEN — jeden z najnowocześniejszych odbiorników produkcji NRD rozprowadzanych na naszym rynku — jest 12-lampową superheterodyną pierwszej klasy, przystosowaną do odbioru systemów modulacji AM-FM na sześciu zakresach falowych. Wyposażony jest w klawiszowy przełącznik zakresów, optyczny wskaźnik strojenia, dwa niezależne wzmacniacze mocy dla tonów niskich i średnich oraz wysokich. Posiada wbudowane 4 głośniki, jeden niskо- i średniotonowy i 3 wysokotonowe. Dwa z nich umieszczone są z boku skrzynki.

**Dane techniczne**

*Zakresy częstotliwości (fal):*

fale długie — L 150 ÷ 325 kHz (2000 ÷ 923 m)
fale średnie — M 550 ÷ 1620 kHz (577 ÷ 185 m)
fale krótkie I — K I 5,9 ÷ 8,3 MHz (50,8 ÷ 36,1 m)
fale krótkie II — K II 9,4 ÷ 12,5 MHz (32 ÷ 24 m)
fale krótkie III — K III 14,5 ÷ 19,3 MHz (20,7 ÷ 15,6 m)
fale ultrakrótkie — U 87 ÷ 100 MHz (3,45 ÷ 3 m)

*Częstotliwość pośrednia*

dla systemu AM — 440 kHz (przy pasmie przenoszenia w. cz. 6 kHz),

dla systemu FM — 10,7 MHz (przy pasmie przenoszenia w. cz. 160 kHz).

*Obwody*

— 9 obwodów dla systemu AM
— 11 „ „ „ FM

*Głośniki*

Gł 1 — 8-watowy, dynamiczny, niskotonowy (o dużej średnicy membrany)

Gł 2, Gł 3, Gł 4 — 1,5-watowe, wysokotonowe (o małej średnicy membrany)

*Lampy*

V1 — ECC85 — wzmacniacz w.cz., oscylator i mieszacz dla UKF
V2 — EF89 — wzm. w.cz. dla systemu AM
V3 — ECH81 — oscylator i mieszacz dla systemu AM wzm. pośr. cz. dla systemu FM
V4 — EF89 — wzmacniacz pośr. cz. dla obu systemów
V5 — EF89 — wzmacniacz pośr. cz. dla systemu FM
V6 — EABC80 — demodulatory dla AM-FM i wstępny wzm. m. cz.
V7 — EM80 — elektronowy wskaźnik strojenia
V8 — ECC83 — wzmacniacz m. cz. i odwracacz fazy
V9 — EL84, V10 — EL84 — wzmacniacz mocy w układzie przeciwsobnym dla toru niskich i średnich częstotliwości akustycznych
V11 — EL84 — wzmacniacz mocy dla toru wysokich częstotliwości akustycznych
V12 — AZ12 — lampa prostownicza (dwupołówkowa)

*Czułość odbiornika* (przy 50 mW na wyjściu)
— na zakresie fal długich, średnich, krótkich I i II 10 μV (30% modulacji)
— na zakresie fal krótkich III 15 μV (30% modulacji).
*Czułość wzm. m. cz.* (przy 50 mW na wyjściu) — 10 mV.
*Zasilanie:* z sieci prądu zmiennego o napięciu 110/127/220/240 V. Odbiornik pobiera z sieci prądu zmiennego moc około 130 W.
*Wymiary:* 680 x 455 x 330 mm.
*Ciężar:* 30 kg.

## Opis działania

### Układ FM

Stopień wejściowy układu FM pracuje na podwójnej triodzie typu ECC85 — przystosowanej specjalnie do pracy w zakresie ultrakrótkofalowym. Lampa ta odznacza się małymi pojemnościami międzyelektrodowymi oraz dużym nachyleniem charakterystyki (6 mA/V), co ma bardzo duże znaczenie w zakresie UKF.

Lewa trioda tej lampy pracuje jako wzmacniacz w. cz. o podstawie siatkowej (z uziemioną siatką). W obwodzie anteny (symetryczny dipol z fiderem 300 Ω) znajdują się dwa eliminatory (złożone z cewek $L_2$, $L_3$ i kondensatorów po 160 pF) sygnałów o pośr. cz. — 10,7 MHz. Obwód wejściowy składający się z cewek $L_4$ i $L_5$ pracujący na małą oporność wejściową lampy „katoda-ziemia" pozwala na przenoszenie niezbędnego pasma sygnałów FM w zakresie częstotliwości 87 ÷ 100 MHz. Zamiast dipola zewnętrznego można używać anteny UKF wbudowanej wewnątrz aparatu.

W obwód anodowy lewej triody jest włączony obwód w. cz. strojony indukcyjnie równocześnie z cewką $L_6$ obwodu siatkowego prawej triody pracującej jako oscylator i mieszacz. Mieszanie jest sumaryczne. Sygnał pośr. cz. po przejściu przez pierwszy filtr pośr. cz. i przełącznik $U_{11}$ steruje część heksodową lampy ECH81, a następnie zostaje wzmocniony przez dwie lampy EF89. W obwodzie anody lampy V5 (EF89) znajduje się filtr pośr. cz., dostarczający napięć dla detektora stosunkowego (dwie diody lampy EABC80). Napięcie wyjściowe detektora stosunkowego jest przekazywane poprzez korektor charakterystyki (osłabienie szumów) złożony z opornika 100 kΩ i kondensatorów 100 i 500 pF na wstępny wzmacniacz m. cz. V6 (EABC80).

### Układ AM

Na wejściu odbiornika — przed lampą przemiany częstotliwości — pracuje jeden stopień wzmocnienia w. cz. zwiększający czułość i selektywność aparatu.

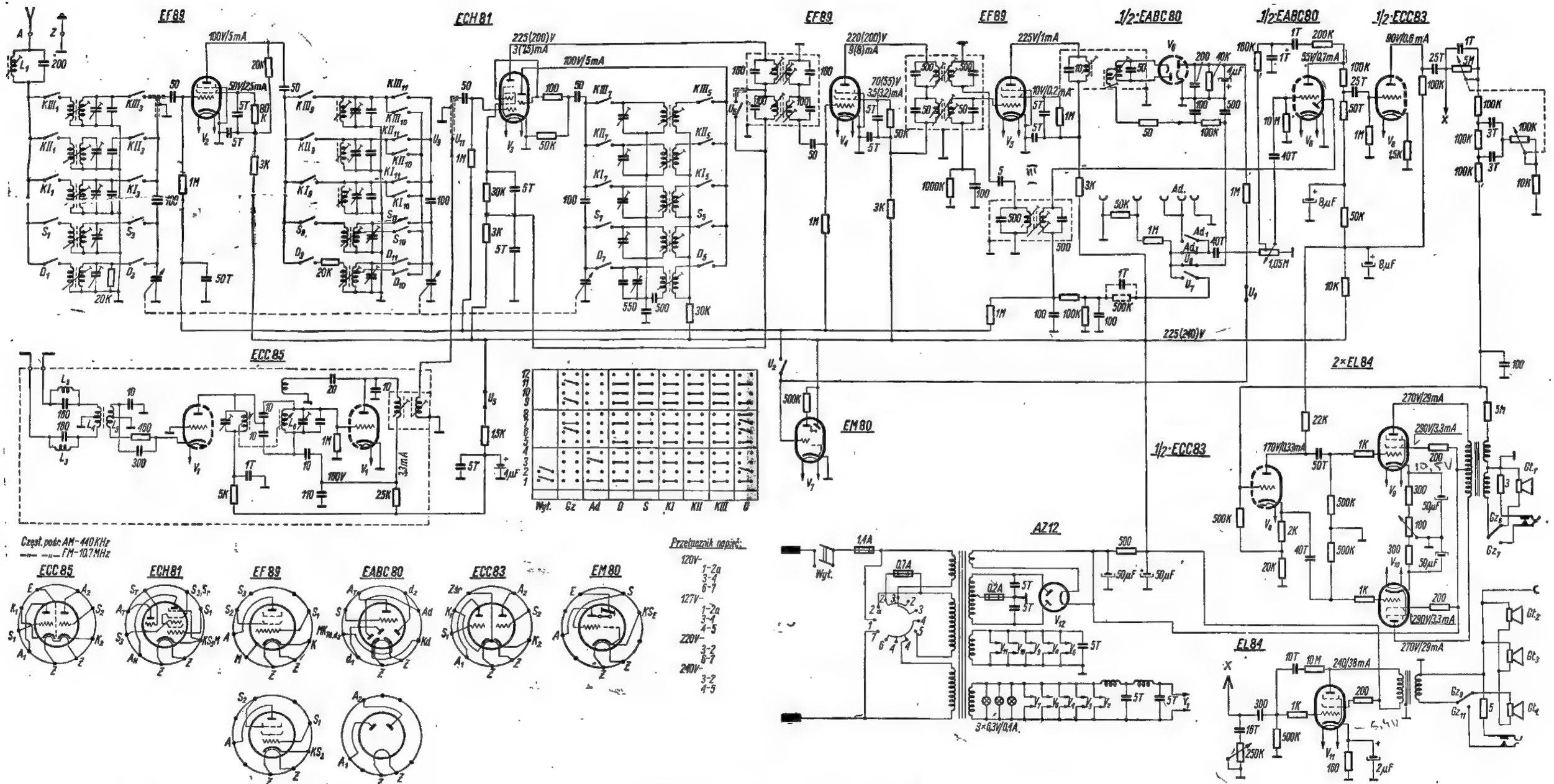
Antena sprzężona jest indukcyjnie ze strojonymi obwodami siatkowymi pentody EF89. Do wyeliminowania sygnałów o pośr. cz. odbiornika (440 kHz) służy filtr w antenie, złożony z cewki $L_1$ i kondensatora 200 pF. Drugi zespół obwodów strojonych w obwodzie siatki sterującej lampy przemiany częstotliwości ECH81 (część heksodowa) jest sprzężony z obwodem anodowym poprzedniej lampy pojemnościowo na falach krótkich, zaś na falach średnich i długich — indukcyjnie. Część triodowa lampy ECH81 pracuje jako oscylator lokalny.

Z uwagi na to, że lampa ECH81 jest mieszaczem dla stacji AM i wzmacniaczem pośr. cz. dla stacji FM, a których to pośr. cz. oraz szerokość pasma przenoszenia w. cz. nie są jednakowe, zaszła konieczność stosowania podwójnych filtrów pośr. cz. połączonych ze sobą szeregowo i nastrojonych na częstotliwości 440 kHz (dla AM) i 10,7 MHz (dla FM).

Następnie sygnał AM zostaje wzmocniony przez lampę V4 (EF89). W obwodzie anodowym tej pentody znajdują się podobnie jak w anodzie heksody lampy ECH81, filtry pośr. cz. z tą różnicą, że filtr nastrojony na częstotliwość 440 kHz jest sprzężony pojemnościowo (5 pF) z następnym filtrem pośr. cz. Sygnał pośr. cz. zostaje zdemodulowany na jednej z diod lampy EABC80. Dioda ta jednocześnie wytwarza napięcie dla automatyki oddziaływującej na siatki sterujące trzech lamp: V2 (EF89), V3 (ECH81), V4 (EF89).

### Wzmacniacz m. cz.

Składowa zmienna sygnału po detekcji (z diody dla AM i detektora stosunkowego dla FM) doprowadzona jest poprzez potencjometr logatrymiczny 1,05 MΩ (regulator siły głosu) na siatkę triody EABC80, która pracuje w układzie wzmacniacza oporowego. Dzięki zastosowaniu ujemnego sprzężenia zwrotnego na odgałęzienie potencjometra 1,05 M, regulacja siły głosu jest psofometryczna.




Schemat ideowy odbiornika Beethoven

Następnym stopniem wzmacniacza m. cz. jest lewa trioda lampy ECC83. Mostki kompensacyjne, złożone z potencjometrów 5 MΩ i 100 kΩ oraz odpowiednich kondensatorów i oporników służą do regulacji niskich tonów.

Jak widać ze schematu — następne stopnie wzmocnienia m. cz. są rozdzielone na dwa niezależne tory: jeden — tor wzmocnienia wysokich tonów, drugi — tor wzmocnienia tonów niskich i średnich.

Tor wzmocnienia wysokich tonów składa się ze stopnia mocy na jednej lampie EL84. W obwodzie siatki sterującej tej lampy znajduje się potencjometr 250 kΩ, służący do regulacji wysokich tonów.

Tor wzmocnienia tonów niskich i średnich jest bardziej rozbudowany. Ponieważ stopień końcowy tego toru pracuje w układzie przeciwsobnym, wymaga on identycznych napięć sterujących, lecz przesuniętych w fazie o 180°. Takich napięć dostarcza prawa trioda lampy ECC83, spełniająca rolę odwracacza fazy. Siatka sterująca lampy V9 sterowana jest napięciami zmiennymi z anody, zaś lampa V10 z katody prawej triody lampy ECC83. W katodach lamp V8 i V10 znajduje się regulowany oporniczek 100 Ω, za pomocą którego można wyrównywać wielkości prądów anodowych tych lamp (poprzez zmianę ujemnego napięcia na siatkach sterujących tychże lamp), a to w celu zmniejszenia zniekształceń nieliniowych do minimum.

W celu poprawienia charakterystyki częstotliwości wzmacniacza m. cz. zastosowano ujemne sprzężenie zwrotne, występujące w różnych gałęziach układu:

— ujemne sprzężenie zwrotne między uzwojeniem wtóra siatką sterującą prawej triody lampy ECC83 (opornik nym transformatora zasilającego głośnik niskotonowy 5 MΩ),

— ujemne sprzężenie zwrotne między obwodem anodowym i siatkowym triody EABC80 (oporniki 200 kΩ, 160 kΩ oraz kondensator 1000 pF i odczep potencjometra 1,05 MΩ),

— ujemne sprzężenie zwrotne między anodą a siatką sterującą lampy V11 — EL84 (opornik 10 MΩ i kondensator 10 000 pF).

Do aparatu można podłączyć adapter.

Odbiornik przystosowany jest do wykonywania zapisu na taśmie magnetofonowej (specjalne wyjście m. cz. z diody demodulacyjnej). Przewidziana została również możliwość przyłączania dodatkowych głośników nisko- i wysokotonowych.

### Zasilacz

Prostownik pracuje z lampą AZ12 w typowym układzie. Filtr wygładzający składa się z dwóch elektrolitów po 50 µF i opornika 500 Ω. Anody lamp głośnikowych, pracujących przeciwsobnie, zasilane są z pierwszego elekrolitu, natomiast pozostałe lampy — z drugiego elektrolitu (po oporniku).

*Zbigniew Pacek*

# NOWOCZESNY ODBIORNIK RADIOKOMUNIKACYJNY

## (Standard Radio SR 25)

NIEWĄTPLIWIE wielu Czytelników zainteresuje się układem nowoczesnego odbiornika radiokomunikacyjnego o bardzo wysokiej jakości odtwarzania (najszersza wstęga po stronie w. cz. wynosi 12,5 kHz, a po stronie m. cz. 35÷16 000 Hz).

Szereg elementów układu zasługuje na uwagę choćby z tego względu, że może znaleźć zastosowanie w konstrukcjach wykonywanych przez eksperymentujących radioamatorów. Te właśnie człony radioodbiornika zostaną tu szerzej opisane.

### Niektóre dane techniczne

Odbiornik przeznaczony jest do odbioru telegrafii, telefonii i radiofonii wysokiej jakości. Przy zastosowaniu dodatkowych urządzeń umożliwia odbiór telegrafii z przesuwem częstotliwości (FSK), odbiór jednowstęgowy, odbiór panoramiczny oraz odbiór przestrzenno-zbiorczy (diversity).

Odbiornik przystosowano do pracy w zakresie częstotliwości od 0,52 do 30 MHz na 6 podzakresach. Każdy zakres ma oddzielną skalę, przy czym dokładność wyskalowania wynosi:

— dla zakresów poniżej 10 MHz: ± 2 kHz
— dla zakresów powyżej 10 MHz: ± 5 kHz

Czułość jest lepsza od 5 µV przy stosunku sygnału do szumu 14 dB.

Do regulacji selektywności służy przełącznik 6-pozycjowy. W trzech położeniach zostaje włączony filtr kwarcowy wzmacniacza pośr. cz. Odbicie lustrzane tłumione jest o 100 dB dla częstotliwości 0,52 MHz i o 40 dB dla 30 MHz.

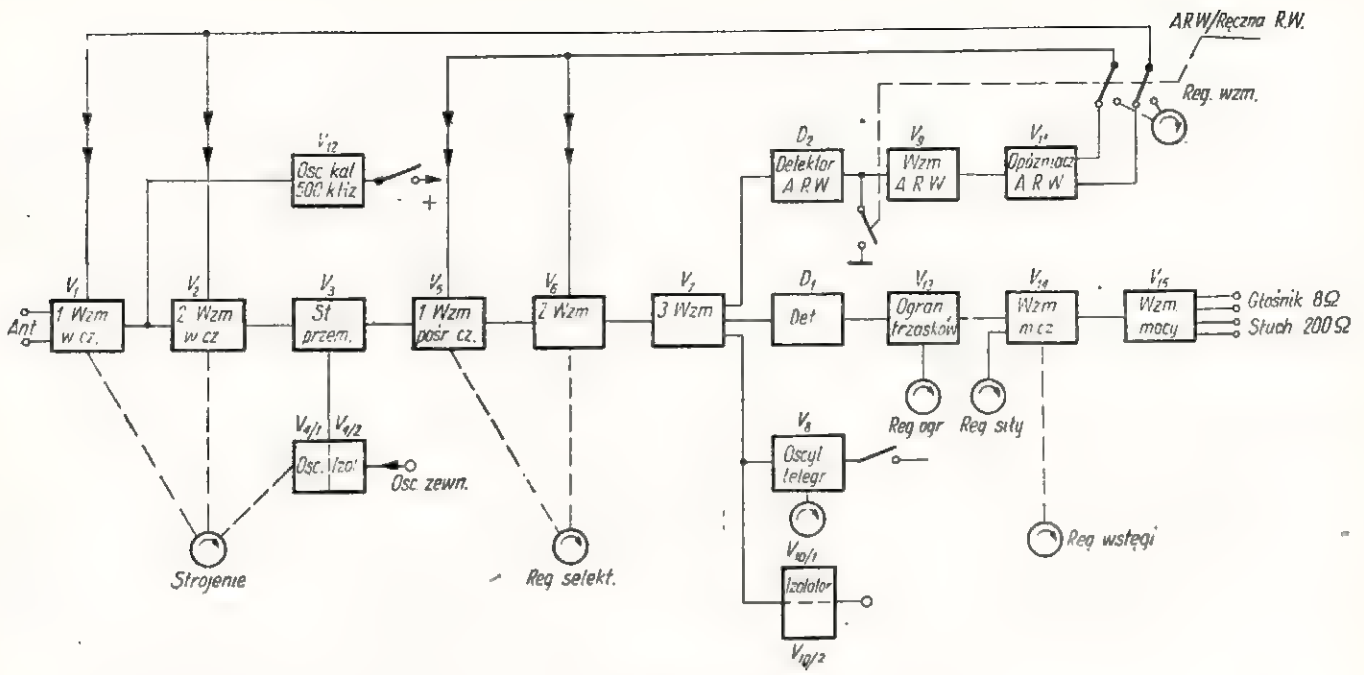
Przy włączonej automatyce zmiana napięcia wejściowego w.cz. od 5 µV do 500 mV powoduje wzrost napięcia wyjściowego m.cz. nie większy niż 2,2 dB. Moc wyjściowa wynosi 2 W na 8 Ω.

Wbudowany w odbiorniku kalibrator (oscylator kwarcowy 500 kHz) umożliwia dzięki harmonicznym kontrolę wyskalowania.

W sumie pracuje w odbiorniku 16 lamp oraz dwie diody krystaliczne.

### Opis układu

Rys. 1 przedstawia schemat blokowy odbiornika. Na wejściu znajduje się 2-stopniowy strojony wzmacniacz w.cz., a następnie stopień przemiany z oddzielnym oscylatorem. Dla ułatwienia użycia zewnętrznego oscylatora (np. przy strojeniu) wkłada się lampę do oddzielnej podstawki i wtedy pracuje ona jako izolator w układzie wtórnika katodowego. Wzmacniacz pośr. cz. (455 kHz) zawiera trzy stopnie, przy czym dwa z nich posiadają skokową regulację szerokości wstęgi. Pomiędzy stopniem przemiany a pierwszym stopniem wzmacniacza pośr.cz. znajduje się filtr kwarcowy o regulowanej wstędze przepuszczania. W sumie odbiornik posiada 6 stopni regulacji szerokości wstęgi od 2 x 0,25 kHz do 2 x 6,25 kHz. Sygnały po wyjściu ze wzmacniacza pośr.cz. są wyprostowane diodą krystaliczną




*Rys. 1*

i sterują poprzez ogranicznik szumów 2-stopniowy wzmacniacz m. cz.

Dla uzyskania automatycznej regulacji wzmocnienia, działającej w szerokim zakresie napięć wejściowych (1 : 100 000), przewidziano specjalny układ zawierający diodę krystaliczną, wzmacniacz prądu stałego oraz obwód opóźniający.

Dwa ostatnie stopnie wzmacniacza pośr.cz. (V6 i V7) uzyskują automatykę bez opóźnienia, natomiast pierwszy stopień pośr. cz. i wzmacniacz w. cz. z opóźnieniem poprzez diody V11. Jest również możliwe wyłączenie automatyki i ręczna regulacja wzmocnienia.

Dla odbioru telegrafii niemodulowanej (A1) równolegle do ostatniego stopnia pośr.cz. włączany jest oscylator interferencyjny (BFO) regulowany. Z pierwotnego uzwojenia filtru pośr. cz. ostaniego stopnia sygnał zostaje wyprowadzony na zewnątrz poprzez wtórnik katodowy $V_{10/1}$.

Równocześnie tą samą drogą poprzez lampę izolującą ($V_{10/2}$) można doprowadzić sygnał zewnętrznego oscylatora.

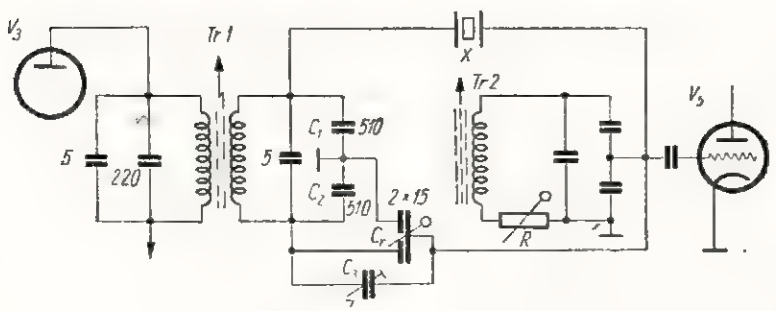
Do sprawdzenia lub cechowania skali w odbiorniku służy wbudowany oscylator kwarcowy o częstotliwości podstawowej 500 kHz. Sygnał w obwodzie anodowym lampy V12 jest mocno zniekształcony i zawiera szereg harmonicznych o wielokrotności 500 kHz. Oscylator włączony jest na wejście drugiego stopnia wzmacniacza w.cz. W celu wykorzystania odbiornika w systemie odbioru zbiorczego (diversity) wyprowadzono na zewnątrz napięcie automatyki.

Odbiornik zasilany jest z prostownika selenowego, przy czym do stabilizacji napięcia dla oscylatora kwarcowego i oscylatora dla odbioru telegrafii A1 stosuje się stabilizator jarzeniowy.

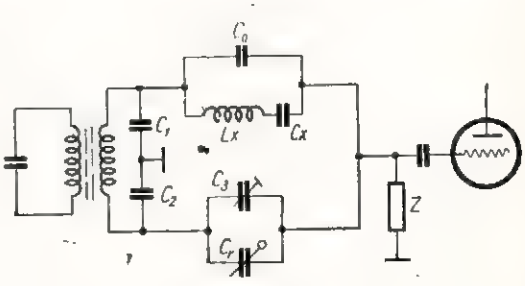
Z ciekawszych elementów składowych odbiornika zasługuje na uwagę działanie filtra kwarcowego, układu automatyki, ogranicznika szumów oraz wzmacniacza m.cz.; pozostałe zespoły są rozwiązane w sposób mniej lub więcej konwencjonalny.

### Filtr kwarcowy

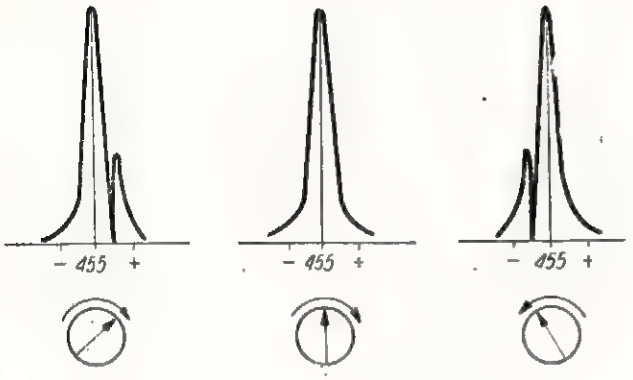
Pomiędzy stopień przemiany i pierwszy stopień wzmocnienia pośr.cz. włączony jest filtr kwarcowy. Uproszczony układ filtra przedstawiono na rysunku 2a i 2b. Składa się on z transformatora wejściowego *Tr1*, transformatora wyjściowego *Tr2*, kwarcu X oraz fazującego kondensatora różnicowego $C_r$ o pojemności 2 x 15 pF. Transformatorek *Tr1* zabocznikowany jest dzielnikiem pojemnościowym $C_1$, $C_2$, dzięki któremu wyprowadzony jest na zewnątrz elektrycz-




*Rys. 2 a*




*Rys. 2 b*




*Rys. 3*

ny środek uzwojenia. Filtr kwarcowy przedstawia właściwie układ mostkowy, którego dwie gałęzie tworzą kondensatorki symetryzujące $C_1$ i $C_2$, zaś dwie następne gałęzie kwarc łącznie z własną pojemnością oraz pojemnością $C_3$, $C_r$; widoczne jest to na rys. 2b. Kwarc przedstawia sobą szeregowy obwód rezonansowy o minimalnej oporności omowej dla częstotliwości własnej kwarcu. Przy częstotliwości większej lub mniejszej oporność tego obwodu gwałtownie rośnie.

Pojemność kwarcu $C_0$ (oprawki itp.) skompensowana jest pojemnością kondensatorów $C_3$ oraz częścią kondensatora różnicowego $C_r$. Kondensator ten służy do zmiany krzywej selektywności filtra, a poza tym przy zmianie pojemności nie rozstraja obwodu wtórnego transformatora *Tr1*. W położeniu środkowym kondensatora $C_r$ (rys. 3) krzywa selektywności jest symetryczna. W położeniu skrajnym w prawo lub w lewo pojemność kwarcu jest niedokompensowana lub przekompensowana i wtedy krzywa staje się większa oraz bardziej stroma w pobliżu częstotliwości rezonansu (455 kHz).

Szerokość przepuszczanej wstęgi reguluje się zmianą oporności, jaką obciążony jest mostek. Oporność tę tworzy obwód rezonansowy *Tr2*; wielkość tej oporności zmienia się, włączając przełącznikiem szeregowym opornik obwodu *R* (rys. 2a). Dla wartości $R = 0$ przełącznik selekcji w pozycji 4 (rys. 1) — szerokość wstęgi równa jest 1 kHz, zaś dla $R = 220\ \Omega$ — 500 Hz. Równocześnie pozostałe filtry wzmacniacza pośr.cz. nastawione są na najwęższą wstęgę (2,5 kHz).

W pozycji przełącznika selektywności 1, 2, 3 — w miejsce kwarcu włączony zostaje kondensator o pojemności 5 pF.

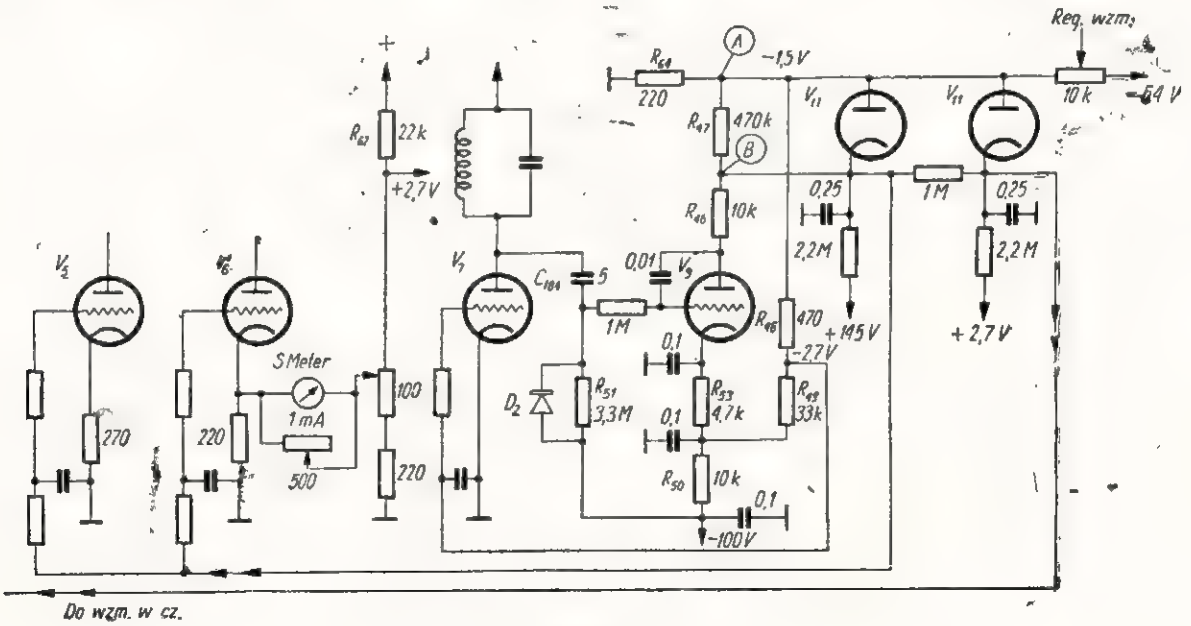
### Automatyka

Rys. 4 przedstawia uproszczony schemat układu automatyki. Napięcie pośr.cz. z lampy V7 (3 stopień) steruje wzmacniacz prądu stałego V9 (pentoda połączona jako trioda). Anoda tej lampy jest uziemiona poprzez opornik $R_{46}$, $R_{47}$, $R_{44}$, zaś katoda — poprzez opornik $R_{53}$ otrzymuje potencjał ok. — 80 V.

Siatka lampy V7 otrzymuje potencjał — 2,7 V z dzielnika $R_{48}$, $R_{49}$, $R_{50}$. Przez opornik $R_{50}$ płynie więc prąd lampy V9 i oporników $R_{46}$, $R_{49}$, powodując spadek napięcia ok. 20 V. W ten sposób lampa V9 otrzymuje duże ujemne napięcie, jest „zatkana", a jej prąd anodowy równy zeru. Spadek napięcia na oporniku $R_{47}$ (punkty A—B) jest również równy zeru. Opornik $R_{51}$ w obwodzie siatki V9 zaboczkowany jest prostownikiem, wskutek czego pojawiające się napięcie pośr.cz. zostaje wyprostowane, kondensator $C_{104}$ naładuje się, zaś lampa V9 zostaje odetkana i zaczyna przewodzić prąd. Spadek napięcia pomiędzy punktami A—B wykorzystano jako napięcie automatyki dla stopni w. i pośr.cz.

Opóźnione działanie automatyki uzyskuje się dzięki bocznikującemu działaniu duodiody V11. Obie diody otrzymują wstępne przedpięcie i wobec tego przewodzą prąd oraz zwierają $R_{47}$. Gdy spadek napięcia w punktach A—B jest większy od tego przedpięcia, diody nie przewodzą i automatyka działa. Napięcie automatyki uzyskane po lewej diodzie jest mniej opóźnione aniżeli po prawej i dlatego zasila stopnie wzmacniacza w. cz. Napięcie po prawej diodzie zasila stopnie wzmacniacza w. cz., wobec czego są one regulowane przy bardzo dużych sygnałach.

W przypadku wyłączenia automatyki, wzmocnienie reguluje się ręcznie, jednak w ten sposób, że prawa dioda opóźnia regulację dla stopni w.cz., a regulowana automatycznie pozostaje tylko lampa V6 ze względu na S-meter. Tego rodzaju układ pozwala na osiągnięcie najkorzystniejszego stosunku sygnału do szumu.

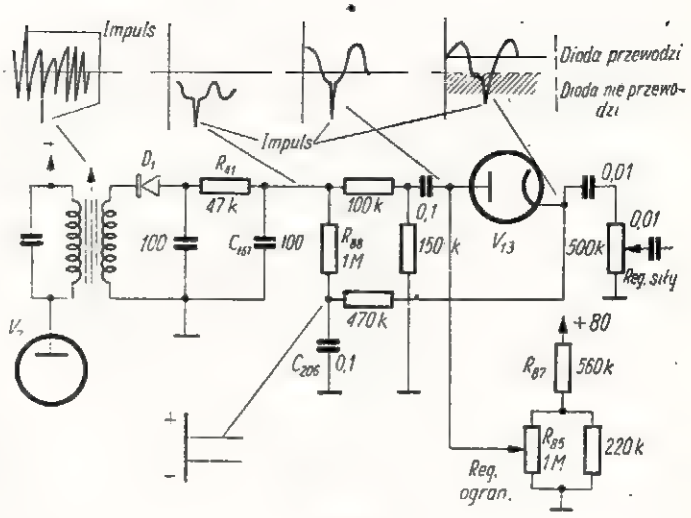



*Rys. 4*

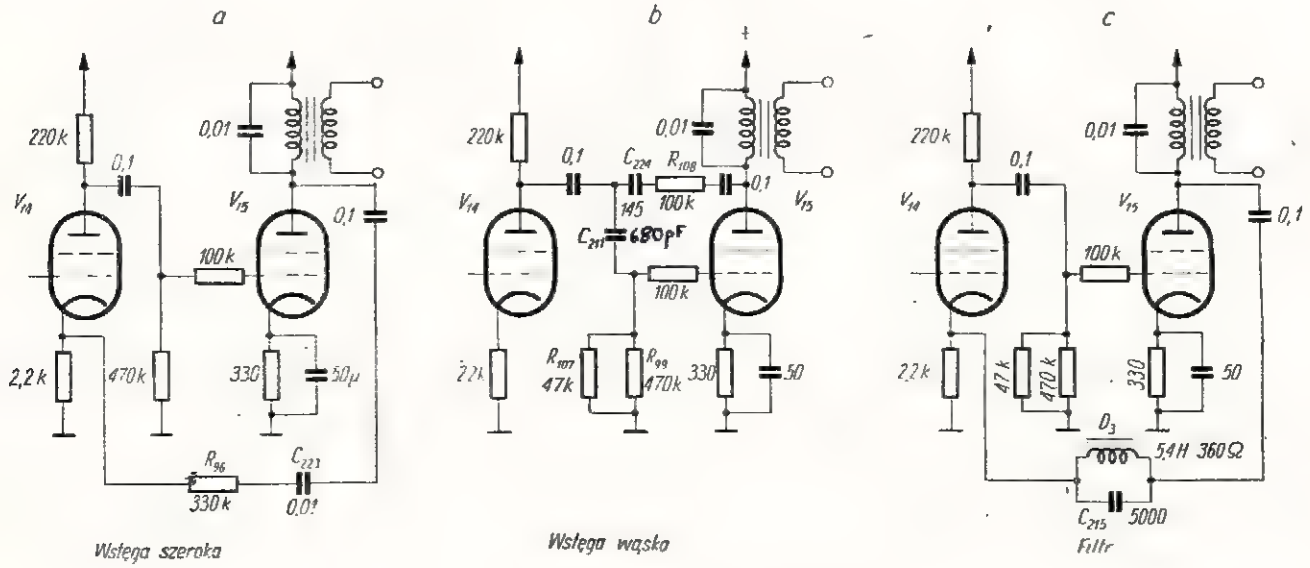
### Ogranicznik trzasków

Sygnały m.cz. z detektora sterują wzmacniacz m.cz. poprzez szeregowy ogranicznik trzasków zawierający diodę V13. Działanie ogranicznika jest następujące: napięcie m.cz. — rys. 5, filtrowane po detekcji przez $R_{41}$ i $R_{67}$ steruje diodę V13. Anoda diody otrzymuje dodatni potencjał z regulowanego dzielnika napięcia $R_{85}$, $R_{87}$. Sygnał zdetektorowany ładuje kondensator $C_{206}$ za pośrednictwem opornika $R_{88}$ o dużej stałej czasu; w ten sposób na kondensatorze $C_{206}$ utrzymuje się stałe napięcie ujemne proporcjonalne do sygnału fali nośnej. Napięcie to utrzymuje katodę lampy V13 na ujemnym potencjale.

Gdy ślizgacz potencjometra $R_{85}$ przyjmie takie położenie, że anoda będzie miała potencjał zerowy, sygnały m.cz. przejdą przez diodę bez zmian; jest to słuszne dla ok. 25% modulacji. Sygnały o większym procencie modulacji, jak impulsy trzasków, są obcinane. Gdy anoda diody otrzyma




Rys. 5



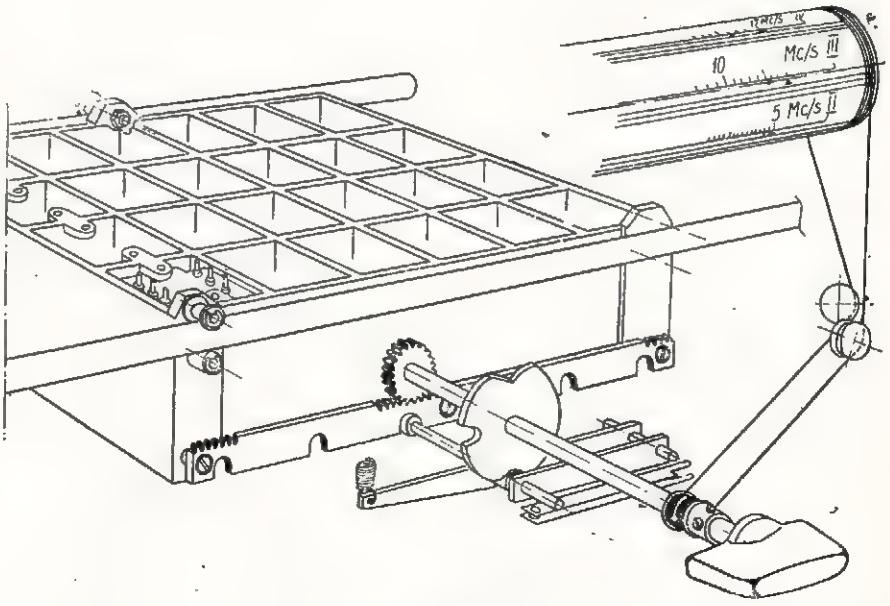

Rys. 6

z dzielnika wyższe napięcie, ucinanie rozpocznie się przy większych głębokościach modulacji, zaś w maksymalnym położeniu potencjometra $R_{85}$ sygnały modulacji przechodzą bez zmian. W każdym jednak przypadku szumy o charakterze impulsowym są ograniczone.

### Wzmacniacz małej częstotliwości

Składa się on ze stopnia napięciowego i stopnia mocy (V14, V15). Uproszczony jego schemat przedstawiono na rys. 6. Interesująco rozwiązano tu regulację charakterystyki m.cz.

Rys. 6a przedstawia układ przepuszczający wstęgę od 35 do 16 000 Hz (± 3 dB). Ujemne sprzężenie dostaje się z anody lampy końcowej na katodę lampy wzmacniacza napięciowego poprzez $R_{96}$ i $C_{223}$. W pozycji „wąska wstę-



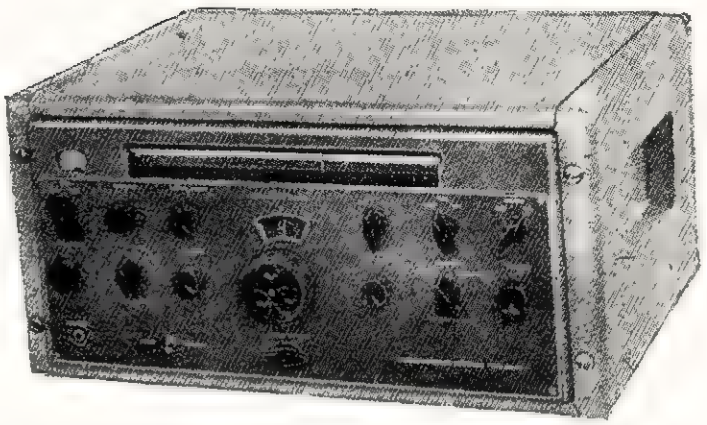

Rys. 7

a

b

*Rys. 8a i b*

ga" — rys. 6b w szereg z kondensatorem sprzęgającym pomiędzy lampami włącza się dodatkowy kondensator $C_{211}$ — 680 pF; w połączeniu z opornikiem $R_{107}$ i $R_{99}$ powoduje to spadek charakterystyki na 350 Hz. Górna granica częstotliwości wskutek sprzężenia dodatkowego za pomocą $C_{224}$ i $R_{108}$ wynosi około 3 500 Hz. W pozycji „filtr" (rys. 6c) pomiędzy



*Rys. 9*

anodę V15 i katodę V14 włączony zostaje obwód rezonansowy (D3-$C_{215}$) dający charakterystykę o szerokości 600—1300 Hz (—6 dB).

**Wykonanie mechaniczne**

Najbardziej interesującym rozwiązaniem jest sposób przełączenia zakresów. Mianowicie przełącznik przesuwa za pomocą zębatki — rys. 7 — skrzynkę zawierającą 24 obwody (4 x 6 zakresów).

Każdy obwód oddzielnie ekranowany (aluminiowy odlew) posiada wyprowadzenie w kształcie bolców wchodzących w sprężynujące kontakty. Przełącznik działa bardzo pewnie, nie powodując rozstrajania odbiornika przy zmianie zakresów. Równocześnie z przesunięciem skrzynki z obwodami obraca się skala wycechowana dla każdego zakresu.

Rys. 8a i b przedstawiają widok zespołu cewek i pojedyńczego obwodu wraz z wyrównawczymi kondensatorami, a rys. 9 — ogólny widok odbiornika.

*M. F.*

**Z PRASY ZAGRANICZNEJ**

# Nowe zastosowanie telewizji

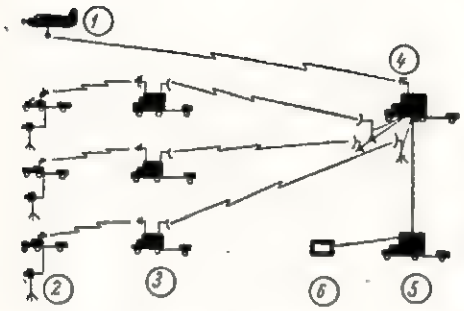
W USA przeprowadzono niedawno dalsze próby wykorzystania telewizji jako środka obserwacji i łączności dla celów wojskowych. Urządzenie telewizyjne, umożliwiające przekazywanie na odległość obrazów obserwowanej sytuacji bojowej miały odpowiadać określonym wymaganiom, zapewniając:

1) niezawodność funkcjonowania systemu nawet w niesprzyjających warunkach eksploatacji urządzeń,
2) elastyczność systemu (możność użycia w dostosowaniu do szybkich zmian sytuacji),
3) możliwie mały ciężar i nieduże gabaryty sprzętu (maksymalna ruchliwość, łatwość przenoszenia i maskowania),
4) wytrzymałość aparatury w polowych warunkach pracy (odporność na wstrząsy, uszkodzenia mechaniczne, wpływy atmosferyczne itp.),
5) wykluczenie postronnego przechwytywania przekazywanych tą drogą informacji.

Pierwsze próby praktycznej realizacji omawianego systemu, podjęte w USA w roku 1948, wykazały ograniczoną możliwość taktycznego zastosowania go — głównie z powodu zbyt dużych wymiarów i znacznego ciężaru aparatury.

Wykorzystując zebrane doświadczenia, opracowano w r. 1952 nowe modele urządzeń, bardziej dostosowane do użycia w warunkach bojowych i zapewniające wysoką jakość odtwarzania obrazów, a także możliwość zapisu ich na taśmie filmowej (35 mm) bezpośrednio z kineskopu. (Pod względem jakości — obrazy te przy wyświetlaniu z taśmy filmowej nie wiele ustępowały obrazom wyświetlanym z normalnie nakręcanych filmów).

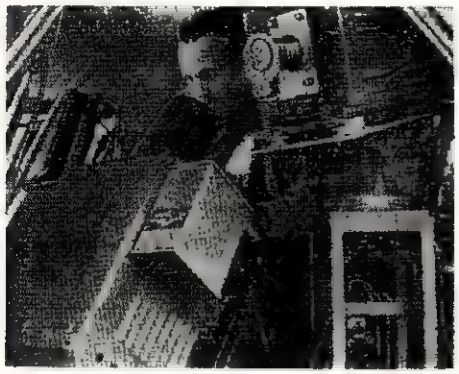
Ostatnio prowadzone są tam eksperymenty z polowym sprzętem telewizyjnym na samochodach terenowych, czołgach i samolotach. Zapewniają one dużą ruchliwość urządzeń, możliwość użycia przez czołowe jednostki, prowadzenie obserwacji w marszu, a także przekazywanie informacji na drodze radiowej. Tego rodzaju frontowe urządzenia telewizyjne mogą dostarczać dowództwu aktualnych informacji, np. o rezultatach prowadzonego bombardowania lub przygotowania artyleryjskiego, o dokonywujących się przegrupowaniach sił przeciwnika, o szczegółach dotyczących umocnień itp. Skracają one poza tym czas niezbędny do porozumienia się dowódcy z podległymi jednostkami (dowódca ma bowiem bezpośredni




*Rys. 1. Schemat taktycznego użycia urządzeń telewizyjnych*

*1 — urządzenie nadawcze obserwatora na samolocie, 2 — urządzenie nadawcze na punkcie obserwacji naziemnej, 3 — stacja przekaźnikowa, 4 — stacja kontrolno-rozdzielcza, 5 — stacja na stanowisku dowodzenia, 6 — aparatura stacji na stanowisku dowodzenia ustawiona w pewnej odległości od samochodu*

wgląd w rozwój sytuacji; możliwe jest też przekazywanie mu świetlnej reprodukcji obrazów map, szkiców, wykresów, pisemnych meldunków itp. dokumentów).



*Rys. 2. Widok aparatury telewizyjnej w samolocie*

W skład urządzenia nadawczego wchodzą: kamera (widikon), układ sterujący z urządzeniem kontrolnym (monitor) oraz nadajnik.

Na lampie kineskopowej znajduje się urządzenie do filmowania obrazów z ekranów (kamera filmowa 16 mm), która umożliwia jednocześnie powiększanie obrazów przy ich wyświetlaniu z taśmy filmowej.

Próby wykorzystania telewizji dla potrzeb wojskowych rozszerzono z

*Rys. 3. Aparatura telewizyjna zamontowana w samochodzie*

czasem na urządzenia zamontowane na samolotach.

Schemat taktycznego użycia urządzeń telewizyjnych przedstawiony jest na rys. 1, zaś widok aparatury zamontowanej na samolocie — na rys. 2, na samochodzie terenowym — na rys. 3.

Obrazy obserwowanej sytuacji, nadawane przez wysunięte do przodu punkty obserwacyjne, są odbierane na stanowisku dowodzenia znajdującym się w maksymalnej odległości 40 km. Tu mogą one też być zapisywane na taśmie filmowej.

Urządzenie przedstawione na rys. 3 jest wyposażone w kamerę (o wymiarach 100 x 150 x 200 mm), która może być łatwo przenoszona oraz w kabel umożliwiający operowanie kamerą z odległości do 80 m od pojazdu.

Samochodowe stacje przekaźnikowe, ustawione z tyłu w odległości 1,5 do 8 km (zależnie od ukształtowania terenu), odbierają obrazy z punktów obserwacyjnych (średnica ekranu odbiornika — 250 mm) i nadają je z

*Rys. 4. Przenośne urządzenie do obserwacji telewizyjnej*

kolei do stacji kontrolno-rozdzielczej na odległość do 32 km. Stacja kontrolno-rozdzielcza transmituje obrazy z dowolnego punktu obserwacyjnego na stanowisko dowodzenia. Utrzymuje ona poza tym łączność radiową ze wszystkimi urządzeniami naziemnymi i z samolotem.

Stacja samolotowa dysponuje dwiema kamerami: jedną w dolnej części kadłuba, drugą — ruchomą, którą można swobodnie operować.

Za pomocą pokładowego nadajnika przekazuje obserwator obrazy na odległość od 16 do 40 km.

Najbardziej jednak efektownym rozwiązaniem jest urządzenie przenośne obsługiwane przez pojedyńczego operatora — rys. 4.

Łączny jego ciężar nie przekracza 21 kg (waga samej kamery 3,6 kg). Kompletny zestaw obejmuje nadajnik, kamerę, źródła zasilania, antenę, 4 wymienne soczewki i teleobiektyw (do pracy na dużych odległościach). Zasięg działania nadajnika 0,8 km. Dla „skanalizowania" emisji telewizyjnej stosuje się w razie potrzeby kabel łączący nadajnik z odbiornikiem.

Na podstawie *Express-Informacji nr 1/57*

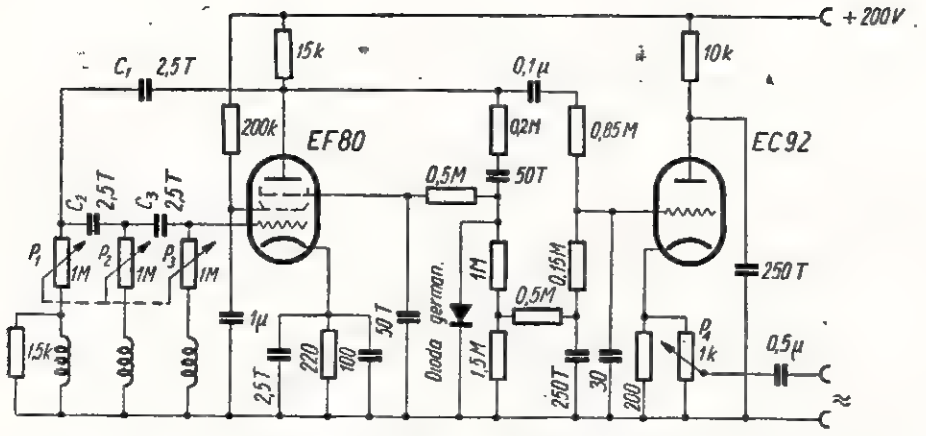
*W.*

# Generator akustyczny

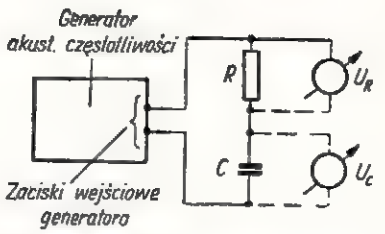
SCHEMAT na rys. 1 przedstawia układ ideowy generatora m.cz. o jednym zakresie obejmującym całe pasamo akustyczne od 40 — 1 600 Hz. W układzie tym widoczne jest pewnego rodzaju uproszczenie konstrukcyjne, w stosowanych bowiem firmowych generatorach akustycznych pasmo m.cz. jest zazwyczaj rozdzielone na dwa lub kilka podzakresów. Członem strojeniowym są tu trzy potencjometry logarytmiczne ($P_1$, $P_2$ i $P_3$) na wspólnej osi obrotowej. Każdy z nich jest połączony w szereg z cewką.

Cewki ($L_1$, $L_2$ i $L_3$) nawinięte są na rdzeniach i mają jednakową indukcyjność rzędu około 80 mH. Zadanie cewek polega na zapobieganiu zrywania drgań przy najmniejszych opornościach potencjometrów, tj. wówczas, gdy generator oscyluje na największych częstotliwościach. Dlatego też stopień oscylatora pracuje na pentodzie o dużym nachyleniu charakterystyki.

Chcąc uzyskać na początku skali (lewa strona skali) najmniejsze częstotliwości akustyczne, a na prawej większe, trzeba przestrzegać należytego podłączenia potencjometrów (układ oscyluje na największych częstotliwościach przy najniższych opornościach potencjometrów, zaś na najniż-




*Rys. 1. Schemat ideowy generatora akustycznego*




*Rys. 2. Układ pomiarowy*

szych — przy maksymalnych opornościach).

Przy montażu układu obowiązują te same zasady co przy budowie urządzeń przeznaczonych do pracy w zakresie UKF. Należy więc stosować możliwie jak najkrótsze przewody łączeniowe.

Dla zmniejszenia przydźwięku sieciowego przewody uziemiające należy uziemić w jednym punkcie na chassis.

Samo cechowanie generatora można przeprowadzić bądź przy użyciu generatora wzorcowego i oscylografu lub oka magicznego, bądź metodą pomiaru napięcia na wyjściu generatora. W tym celu do zacisków wyjściowych generatora załączamy dodatkowe elementy (opornik i kondensator) wg układu pomiarowego przedstawionego na rys. 2 i za pomocą woltomierza lampowego dokonujemy pomiaru napięcia na oporniku $R$ i kondensatorze $C$.

Częstotliwość drgań generatora obliczamy następnie ze wzoru:

$$f_{(Hz)} = \frac{U_R(V) \cdot 159\,000}{U_C(V) \cdot R(k\Omega) \cdot C(TpF)}$$

Dla dowolnego położenia gałki strojeniowej (potencjometrów) postępujemy podobnie — najpierw dokonujemy pomiaru napięcia ($U_R$ i $U_C$), a potem obliczamy częstotliwość f, odpowiadającą danemu położeniu gałki strojeniowej.

Dokładność pomiaru częstotliwości tą metodą jest zależna głównie od tolerancji użytych elementów $R$ i $C$: im ta tolerancja będzie mniejsza na $R$ i $C$, tym pomiar będzie dokładniejszy.

W przypadku trudności w uzyskaniu oscylacji w zakresie najmniejszych częstotliwości (od 40 Hz w górę), należy zwiększać pojemność kondensatorów $C_1$, $C_2$ i $C_3$ stopniowo od 100 pF aż do 500 pF. Podobnie postępujemy w przypadku trudności w uzyskaniu oscylacji na największych częstotliwościach; wówczas pomagamy sobie przez wykręcenie rdzeni cewek ($L_1$, $L_2$ i $L_3$) lub tłumimy obwody cewek równolegle dołączanymi opornikami.

Opisany układ generatora odznacza się niezwykłą prostotą i stosunkowo niedużymi zniekształceniami sygnału.

Napięcie wyjściowe wynosi około 0,6 V, przy czym wielkość jego nie zmienia się więcej jak ± 15% w granicach całego zakresu.

Na podstawie *Funkschau 6/56*

*S. H.*

# Z praktyki radioamatorskiej

### IGŁA DO NAWLEKANIA LINKI NAPĘDOWEJ

Praktyczną igłę do nawlekania linki napędowej do skali odbiornika można wykonać z kawałka drutu o średnicy ok. 2 mm i długości dwudziestu kilku cm, wygiętego jak na rysunku.

Oddaje ona nieocenione usługi w ciasnych przejściach mechanizmu napędu różnych odbiorników, umożliwia bowiem przeciąganie i popychanie tych linek.

### POMIAR ŚREDNICY DRUTÓW BEZ UŻYCIA MIKROMIERZA

Dla zmierzenia średnicy drutów nawojowych bez pomocy mikromierza należy nawinąć na okrągły ołówek tyle zwojów drutu (zwój obok zwoja), aby długość uzwojenia wyniosła 10 mm. Następnie dzieli się 10 przez liczbę otrzymanych zwojów. Jeżeli wypadnie np. na 10 mm 18 zwojów — to średnica drutu (wraz z izolacją) wynosi 10 : 18 = 0,55 mm.

### NAPRAWA PRZEPALONEGO BEZPIECZNIKA

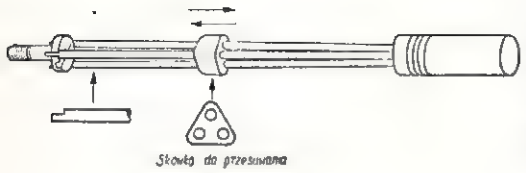
Przepalony w odbiorniku bezpiecznik można prawidłowo naprawić w ten sposób, że nagrzewa się naprzód jeden, a potem drugi koniec szklanego okucia gorącą lutownicą (z kropelką cyny), wytrzepuje ruchem ręki ku podłodze cynę, poprawia otwory igłą, a następnie wciąga się odpowiednio dobrany drucik topikowy (np. z linki antenowej), wypróbowany na dane obciążenie, po uprzednim usunięciu starego, zalutowuje się go i obcina zbędny koniec.

*S. H.*

### PROSTY ŚRUBOKRĘT

Podaję opis i rysunek do wykonania prostego śrubokręta do wkręcania śrubek i nakrętek w trudno dostępnych miejscach. Śrubokręt ten doskonale utrzymuje wszelkie śrubki itp. oraz może być użyteczny nie tylko w warsztacie radioamatora.

Do wykonania bierzemy stalowy drut ( używany na sprężyny) o $\phi$ 2—3 mm. Nadają się również dobrze szprychy od roweru albo okrągłe druty z parasola. Następnie przygotowu-



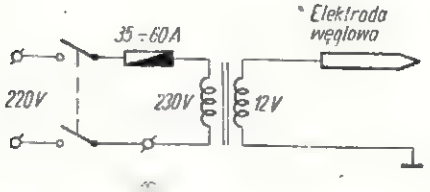

jemy kawałek twardego drewienka o średnicy dwa razy większej niż ma normalny ołówek, wiercimy w nim otwór tak, aby weń lekko weszły 3 druty i w środek między nie wbijamy mały drewniany klinek, aby je usztywnić. Drewienko to stanowić będzie trzonek, którego koniec od strony umocowania drutów stalowych trzeba owinąć cienkim drucikiem żelaznym lub miedzianym. Wszystkie trzy stalowe druty należy lekko wygiąć na zewnątrz. Z kolei przygotowujemy wykonaną z rurki, blaszki, ewentualnie drutu, skuwkę na druty do przesuwania wzdłuż ich długości, stosownie do wielkości przykręcanych śrubek i silniejszego ich przytrzymywania. Pozostaje jeszcze spiłować końce wg rysunku — i śrubokręt gotów.

*Jan Gazda*

## TRANSFORMATOR DO SPAWANIA OŁOWIOWYCH ZŁĄCZ AKUMULATOROWYCH

Opisany poniżej transformator do spawania ołowiowych złącz akumulatorowych może być z powodzeniem wykorzystany w warsztatach naprawczych.

Jak wiadomo, do tej pory w wielu warsztatach stosuje się tzw. „ołowiowe" spawanie złączy akumulatorów przy użyciu prądu z akumulatorów.




Jest ono bardzo nieekonomiczne z uwagi na szybkie wyładowanie się akumulatorów, przy czym spawanie spawarką elektryczną jest niewłaściwe, ponieważ łuk elektryczny powoduje silne utlenienie się ołowiu, co powiększa oporność styków.

Do tego celu lepiej wykonać specjalny transformator zasilany prądem zmiennym o napięciu 220 V. Napięcie wtórne takiego transformatora bez obciążenia wynosi około 12 V; moc — kilkaset watów.

Jako elektrodę do spawania złącz akumulatorowych stosuje się elektrodę węglową, która rozżarzając się do czerwoności topi ołów bez wytwarzania się łuku elektrycznego.

Na rysunku schematycznie przedstawiono układ takiego urządzenia.

*T.D.*

## WIERCENIE OTWORÓW W PŁYCIE SZKLANEJ

Do wiercenia otworów w płycie szklanej można użyć zużytego wiertła oraz elektrycznej wiertarki o dużych obrotach. Płytę szklaną należy położyć na równej płaszczyźnie, a wiertło ustawić w odpowiednim miejscu, po czym uruchomić wiertarkę, stosując umiarkowany nacisk. Po pewnym czasie wiertło pod wpływem tarcia o szkło rozgrzeje się prawie do białości i przejdzie na wylot, przetapiając szkło. Wiertła nie należy wyjmować w czasie pracy, lecz dopiero po wyłączeniu wiertarki — zanim szkło ostygnie.

Po takiej pracy wiertło nie będzie się już nadawało do obróbki metalu ani drewna, a tylko do dalszego nawiercania szkła.

Nieznaczne nierówności na brzegach otworu można zakryć porcelanowym lub gumowym izolatorem przepustowym.

## OCHRONA LAMP RADIOWYCH

Dla zabezpieczenia lampy przed stoczeniem się ze stołu warsztatowego, a więc i stłuczeniem się, należy naokoło jej podstawy owinąć raz lub dwa razy pojedyńczy drut izolowany, pozostawiając wystające końcówki długości około 1 cm. Te właśnie krótkie „wąsy" zapobiegną toczeniu się lampy po stole.

## PRZYDATNE NARZĘDZIE

Bardzo przydatne narzędzie do kompletu już posiadanych można uzyskać przez przylutowanie krokodylka do tępego końca dużej igły do cerowania. Ostrze igły doskonale można wówczas wykorzystać np. do przebijania przypadkowo zalutowanych otworów w różnych końcówkach lub przygotowania miejsca dla przyłączenia jeszcze jednego przewodu.

## KONSERWACJA LUTOWNICY

W wielu lutownicach (szczególnie w tańszych) miedziany pręt lutowniczy po kilku tygodnach pracy nie pasuje szczelnie do oprawy grzejnikowej. Na dolnej jego części znajdującej się w oprawie, powstaje powłoka tlenku miedzi, przez co dopływ ciepła do pręta ulega osłabieniu.

Dla polepszenia przewodnictwa cieplnego należy oskrobać pręt z tlenku aż do czystej miedzi. Trzeba również oczyścić z warstwy tlenku wewnętrzną część oprawy grzejnikowej. Następnie owija się folią aluminiową dolną część pręta lutowniczego tak grubo, aby można go było szczelnie osadzić w oprawie.

Zabieg ten przywraca lutownicy pierwotną jej przydatność.

*M.K.*

---

*PRZYPOMINAMY,*

*że Magazyn Wydawnictw Komunikacyjnych, Warszawa, ul. Widok 8 wysyła za zaliczeniem pocztowym egzemplarze RADIOAMATORA z ubiegłych lat i miesięcy.*

*Są jeszcze do nabycia następujące numery:*

*4, 9, 10, 11, 12 z roku 1955,*

*4, 5, 6, 7, 8, 9, 11; 12 z roku 1956 oraz numery z roku bieżącego.*

*Ogłoszenia o wymianie przyjmuje Dział Zbytu Wydawnictw Komunikacyjnych, Warszawa 12, ul. Kazimierzowska 52.*

*Ogłoszenia są płatne 3 zł za wyraz.*

---

## WYMIANA

Sprzedam telewizor „Białoruś 2" mostek „Pontawi", przyrząd uniwersalny, wolto-mili-amp. ≅ omomierz, aparat fotograficzny „Kijew 3 A".

Sobolewski Aleksander, Bydgoszcz, ul. Podgórna 1 m. 8.

---

# ODBIORCZE ANTENY TELEWIZYJNE (cz. II)

## DIPOL PĘTLOWY

DIPOL pętlowy składa się z dwóch dipoli umieszczonych obok siebie i połączonych ze sobą końcami. Jeden z dipoli jest w środku rozcięty. W miejscu rozcięcia przyłączony jest fider. Wygląd dipola pętlowego oraz rozkład napięć i prądów wzdłuż przewodników dipoli pokazany jest na rys. 6.

Oporność wejściowa dipola pętlowego wynosi około 280 Ω. Jest ona czterokrotnie większa od oporności wejściowej pojedyńczego dipola, który jak wiadomo, wynosi $R \cong 72\ \Omega$.

*Rys. 6. Dipol pętlowy. Rozkład prądów i napięć*

Wynika to stąd, że prąd całkowity płynący w dipolu dzieli się na dwie połowy płynące w każdym z dipoli. Ponieważ zasilany jest tylko jeden z dipoli (w przypadku pracy jako dipol nadawczy), przeto zasilanie odbywa się podobnie jak za pomocą transformatora prądowego o przekładni 1 : 2. Ponieważ oporność przenosi się przez transformator proporcjonalnie do kwadratu przekładni transformatora, przeto oporność wejściowa tego rodzaju dipola równa jest

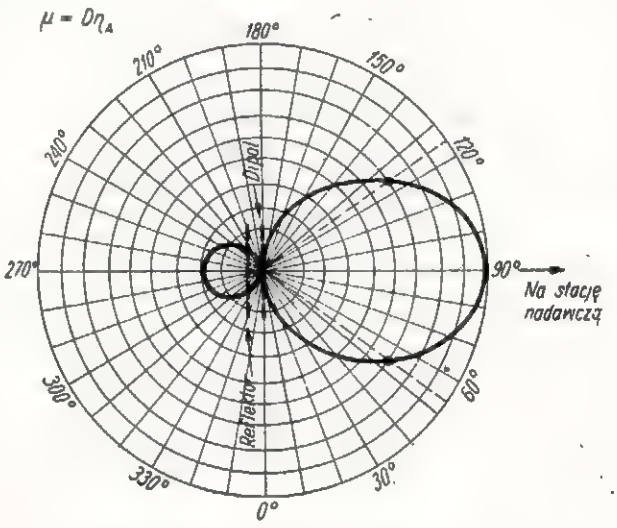
$$R = 4 \cdot 72 = 288\ \Omega$$

Dipol pętlowy w porównaniu z dipolem pojedyńczym posiada znacznie szerszą wstęgę przenoszenia częstotliwości (rys. 4) ze względu na jego mniejszą oporność falową. Stanowi to dużą zaletę dipola pętlowego. Jeżeli chodzi o charakterystykę kierunkowości promieniowania (jak również charakterystykę odbioru), to jest ona taka sama jak dla dipola pojedyńczego (rys. 2). Duża oporność wejściowa dipola pętlowego jest również korzystna ze względu na możliwość łączenia równoległego tego rodzaju dipola przy konstrukcji anten złożonych.

## Anteny jednokierunkowe

Najmniej złożoną anteną z polepszonym działaniem kierunkowym jest antena składająca się z dipola aktywnego (pojedyńczego lub pętlowego) i dipola pasywnego, czyli biernego, umieszczonego równolegle za dipolem aktywnym, w pewnej określonej od niego odległości. Dipol bierny, umieszczony za dipolem aktywnym nazywamy reflektorem. Charakterystyka kierunkowa takiej złożonej anteny pokazana jest na rys. 7. Reflektor działa podobnie jak płaszczyzna odbijająca fale radiowe przychodzące od strony dipola aktywnego, dlatego charakterystyka promieniowania od strony dipola aktywnego jest silnie wydłużona. W celu uzyskania optymalnego działania odbijającego reflektora, długość reflektora powinna być od 5—10% większa od długości dipola aktywnego, a odległość reflektora od dipola powinna wynosić 0,1—0,25 λ.

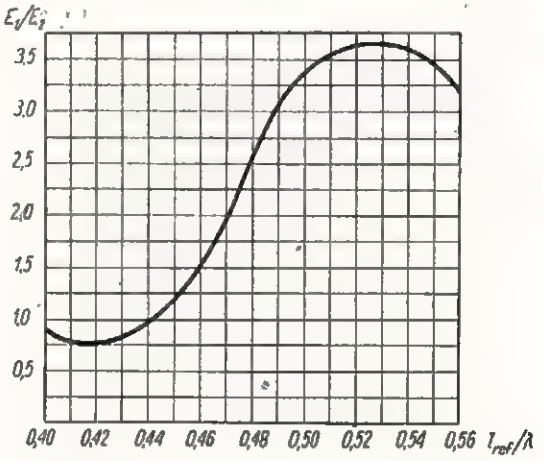
Jeżeli przez $E_1$ oznaczymy natężenie pola wytworzonego przez antenę z reflektorem w pewnej odległości w kierunku maksymalnego promieniowania, a przez $E_2$ natężenie pola w tej samej odległości od anteny lecz w kierunku przeciwnym, to stosunek $\frac{E_1}{E_2}$ zależny jest od długości reflektora.




*Rys. 7. Schemat anteny. Dipol pętlowy z reflektorem i jej charakterystyka kierunkowa*

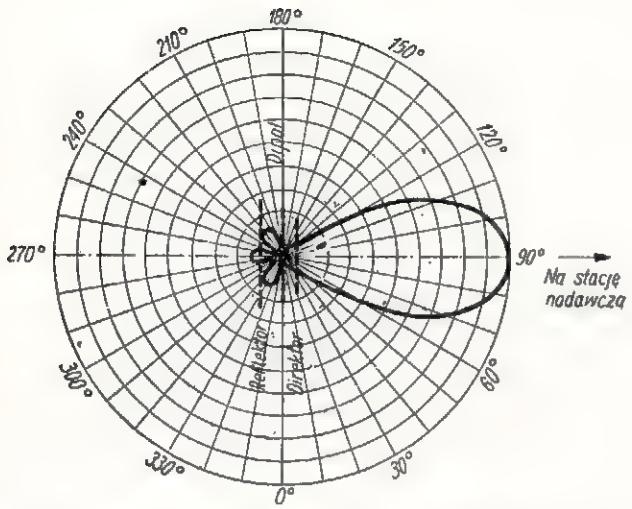
Zależność $\frac{E_1}{E_2}$ od stosunku $\frac{l_{ref}}{\lambda}$ podana jest na wykresie (rys. 8).

Reflektor, likwidując częściowo promieniowanie z jednej strony anteny, zmniejsza oporność promieniowania anteny,




*Rys. 8. Zależność $\frac{E_1}{E_2}$ od długości reflektora*

wskutek czego powoduje również zmniejszenie oporności wejściowej dipola czynnego. Można się o tym przekonać, porównując ze sobą odpowiednie wartości w rubryce trzeciej (rys. 10).




*Rys. 9. Schemat anteny. Dipol pętlowy z reflektorem i direktorem i jej charakterystyka kierunkowości*

Dalsze zwiększenie kierunkowości anteny można uzyskać, umieszczając drugi element bierny przed dipolem czynnym (rys. 9). Element ten w postaci dipola biernego nosi nazwę direktora. Długość direktora jest nieco mniejsza od długości dipola czynnego. Zwiększając kierunkowość anteny, direktor zmniejsza w dalszym stopniu oporność wejściową anteny. Antena pokazana na rys. 9 z wyrysowaną charakterystyką kierunkowości posiada oporność wejściową (w zależności od odległości między elementami) od 80 do 120 Ω. Współczynnik wzmocnienia takiej anteny (zysk mocy w kierunku maksymalnego promieniowania) w zależności od nastrojenia anteny, waha się w granicach od 4 do 6. Przez zmniejszenie się oporności wejściowej anteny obwód anteny staje się bardziej selektywny, co powoduje zwężenie szerokości pasma częstotliwości przenoszonego przez antenę w stosunku do dipola pętlowego.

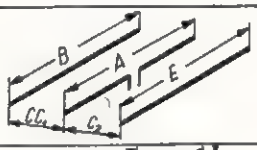
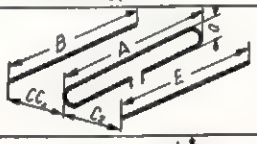
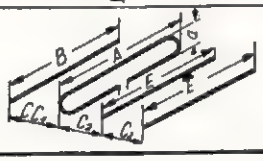
Rys. 10 przedstawia najbardziej typowe układy antenowe i ich parametry.

Dla anten kierunkowych o znanym zysku „M" i znanej sprawności linii doprowadzającej (feeder) η można obliczyć napięcie $U_{odb}$ na zaciskach wejściowych odbiornika w warunkach dopasowania według wzoru:

$$U_{odb} = E_o \frac{\lambda}{2\pi} \sqrt{\mu\eta} \ [\mathrm{mV}]$$

**Dopasowanie anteny do fidera**

Drugim elementem urządzenia antenowego jest fider łączący antenę z odbiornikiem. Fidery mogą być symetryczne lub niesymetryczne. Przykładem fidera symetrycznego

| Rodzaj anteny | Wymiary geometryczne | Oporność w punktach podłącz. linii przesył. dla odległ. $C = 0{,}25\lambda$ | dla odległ. $C_1 = 0{,}15\lambda$ | Charakterystyka kierunkowa | Zysk w stosunku do dipol. $C$ | $C_1$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Dipol prosty | | 72 Ω | | | | |
| Dipol pętlowy | | 280 Ω | | | | |
| Dipol prosty z reflektorem | | 60 Ω | 30 Ω | | 4 dB | 5 dB |
| Dipol pętlowy z reflektorem | | 240 Ω | 120 Ω | | 4 dB | 5 dB |
| Dipol prosty z reflektorem i direktorem |  | 15 Ω | 7,5 Ω | | 6 dB | 8 dB |
| Dipol pętlowy z reflektorem i direktorem |  | 80 Ω | 30 Ω | | 6 dB | 8 dB |
| Dipol pętlowy z reflektorem i dwoma direktorami |  | 60 Ω | 15 Ω | | 8 dB | 10 dB |

Długości w metrach

$A = \frac{143}{f\,[MHz]}$ (dla $f > 30$ MHz) $\quad B = \frac{150}{f\,[MHz]} \quad C_1 = 0{,}15\,\lambda = \frac{45}{f\,[MHz]} \quad E = \frac{138}{f\,[MHz]}$

$A = \frac{141}{f\,[MHz]}$ (dla $f > 54$ MHz) $\quad C = 0{,}25 \cdot \lambda = \frac{75}{f\,[MHz]} \quad C_2 = 0{,}1\,\lambda = \frac{30}{f\,[MHz]} \quad a > \frac{\lambda}{64}$

*Rys. 10*

może być linia dwuprzewodowa, składająca się z dwóch równoległych przewodów lub dwuprzewodowy kabel w.cz. Za linię symetryczną można też uważać zwykły sznur oświetleniowy skręcony z dwóch przewodów.

Jak już wspomniano — warunkiem dobrego dopasowania anteny i fidera jest równość oporności wejściowej anteny $R_a$ i oporności falowej fidera $Z_f$.

$$R_A = Z_f$$

Oporność falową najprostszej dwuprzewodowej linii fiderowej można obliczyć ze wzoru:

$$Z_f = 276 \lg \frac{d}{r} \Omega$$

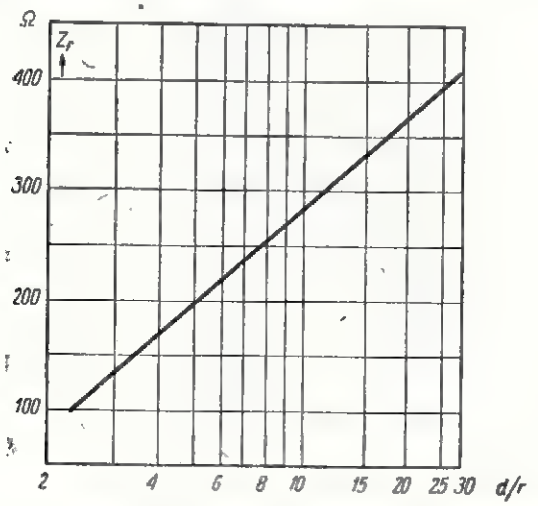
gdzie

$d$ — odstęp między liniami osiowymi przewodów fidera w mm,

$r$ — promień przewodu,

$lg$ — logarytm naturalny.

Wartość $Z_f$ fidera można wyznaczyć, posługując się wykresem przedstawionym na rys. 11.




*Rys. 11. Zależność oporności falowej kabla płaskiego dwuprzewodowego od stosunku* $\frac{d}{r}$

Oporność falową kabla koncentrycznego z powietrznym dielektrykiem można obliczyć ze wzoru:

$$Z_k = 138 \lg \frac{D}{d} \Omega$$

gdzie

D — średnica wewnętrzna ekranu w mm,

d — średnica żyły w mm.

Jeżeli kabel koncentryczny posiada izolację nie powietrzną, a z jakiegokolwiek innego dielektryka, wówczas oporność falową obliczamy wg wzoru:

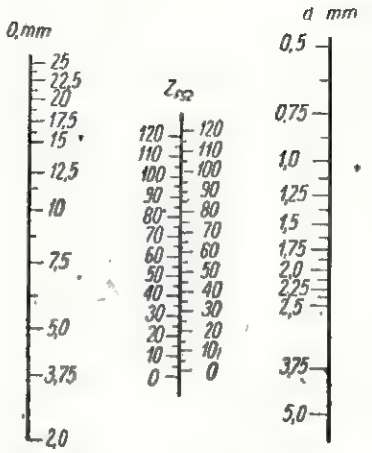
$$Z_k = \frac{138}{\sqrt{E}} \lg \frac{D}{d} \Omega$$

gdzie

E — przenikalność dielektryczna.

Dla kabli radzieckich typu RK—1, RK—20 i RK—3 $\sqrt{E} = 1{,}5$.

Oporność falowa kabli koncentrycznych produkowanych przez przemysł jest podawana dla każdego typu kabla.




*Rys. 12. Nomogram do obliczania oporności falowej kabla koncentrycznego*

Jeżeli jednak typ kabla nie jest znany, to jego oporność falową można obliczyć za pomocą nomogramu (rys. 12).

Dla wyliczenia oporności falowej za pomocą nomogramu należy znać wewnętrzną średnicę ekranu $D$ oraz średnicę żyły $d$. Łącząc linią prostą na nomogramie wartości $D$ i $d$ na skrajnych skalach, odczytujemy wielkość oporności falowej na skali środkowej.

Dane kabli produkowanych przez przemysł w Związku Radzieckim są uwidocznione w tablicy 1.

Tablica 1

| Typ kabla | | Oporność falowa Ω | Tłumienie w neperach na 1 km | Pojemność na 1 m pF | Współczynnik skrócenia fali w kablu $\xi = \sqrt{E}$ |
|---|---|---|---|---|---|
| Koncentryczny | RK—1 | 75 | 9 | 66 | 1,5 |
| | RK—3 | 75 | 6,5 | 68 | 1,5 |
| | RK—20 | 75 | 8 | 68 | 1,5 |
| | RK—19 | 50 | 18 | 96 | 1,5 |
| | RK—31 | 67 | 25 | 88 | 1,7 |
| Symetryczny | RD—18 | 100 | 16 | 45 | 1,5 |
| | KATW | 300 | 14 | 13 | 1,23 |

W ostatniej kolumnie tablicy podano współczynnik skrócenia fali

$$\xi = \frac{C}{V},$$

tj. stosunek szybkości rozchodzenia się fali elektromagnetycznej w powietrzu do szybkości rozchodzenia się fali w przewodzie

$$\xi = \sqrt{E}$$

W braku kabli fabrycznych można wykonać fider ze sznura oświetleniowego, kabla telefonicznego lub przewodu montażowego.

Oporności falowe tego rodzaju fiderów zastępczych podano w tablicy 2.

Należy jednak pamiętać, że zastosowanie fiderów zastępczych — wskutek dużego w nich tłumienia znacznie obniża współczynnik sprawności urządzenia antenowego (25% — 40%).

Tablica 2

| Użyty na fider kabel zastępczy | Oporność falowa |
|---|---|
| Kabel telefoniczny 2 x 0,5 w izolacji polichlorowinylowej | 140 — 150 |
| Sznur oświetleniowy 2 x 1 mm² | 130 — 140 |
| Sznur oświetleniowy 2 x 1,5 mm² | około 135 |
| Przewód montażowy 2 x 1 mm² | „ 140 |
| Przewód montażowy 2 x 1,5 mm² | „ 75 |

Stosowanie fiderów zastępczych jest możliwe tylko w niewielkiej odległości od stacji nadawczej. W bardziej odległych miejscach należy stosować kabel specjalny z możliwie małym tłumieniem.

Współczynnik sprawności fidera, w przypadku kiedy fider jest dopasowany do oporności wejściowej anteny, można obliczyć wg wzoru:

$$\eta = e^{-2\beta l}$$

gdzie

$e$ — podstawa logarytmu naturalnego 2,75,
$\beta$ — tłumienie linii w neperach (1 N = 8,6 dB),
$l$ — długość linii w metrach.

W przypadkach gdy $\beta l$ jest mniejsze od 0,2 można z dostateczną dla praktyki dokładnością stosować prosty wzór

$$\eta = 1 - 2\beta l$$

Na rys. 13 podano nomogram dla obliczania współczynnika sprawności, jeżeli wiadome jest $\beta l$.

### Urządzenia symetryzujące i dopasowujące

Wiele produkowanych fabrycznie odbiorników posiada wejście niesymetryczne o oporności 75 Ω. Jest ono dopasowane do kabla koncentrycznego o oporności falowej 75 Ω.

Z drugiej strony — anteny odbiorcze posiadają wejście symetryczne.

Bezpośrednie podłączenie niesymetrycznego fidera do symetrycznej anteny narusza w niej rozkład prądu i napięcia, co prowadzi do zniekształceń odbieranego obrazu. Dlatego też kabel koncentryczny powinno się przyłączać do anteny za pomocą urządzenia symetryzującego.

Na rys. 14 pokazano cztery warianty elementów symetryzujących.

Urządzenie symetryzujące z rys. 14a i 14b wykonano jako linię ćwierćfalową zwartą na końcu. Przy wykonaniu symetryzatora z rurek metalowych kabel prowadzimy wewnątrz jednej rurki linii ćwierćfalowej.

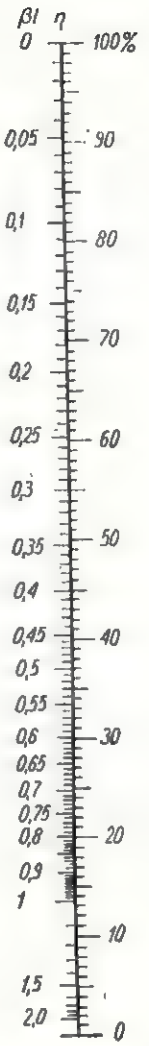
Na wyjściu lutujemy ekran kabla do jednej rurki, a żyłę wewnętrzną kabla do drugiej rurki linii.

Urządzenie symetryzujące z rys. 14c wykonano w układzie dławika zaporowego. Wykorzystano do tego rurę masztu, wewnątrz której przeprowadzono fider koncentryczny. W odległości $\lambda/4$ od końca rury ekran kabla i rura masztu są galwanicznie z sobą połączone.

Można także wykonać symetryzację dipola pętlowego z fiderem za pomocą pętli półfalowej, jak to pokazano na rys. 14d. Takie urządzenie symetryzujące jest jednocześnie elementem dopasowującym. *)

W miejscu połączenia pętli z końcami dipola otrzymujemy oporność wejściową około 300 Ω, co umożliwia połączenie anteny z fiderem o oporności 75 Ω.

*) transformuje impendancję czterokrotnie — przyp. red.




*Przykład*

Obliczyć współczynnik sprawności linii przesyłowej o długości 20 m wykonanej z kabla RK-20.

Z tablicy 1 odczytujemy tłumienie na 1 m kabla, które dla kabla RK-20 wynosi 0,008.

Wobec tego

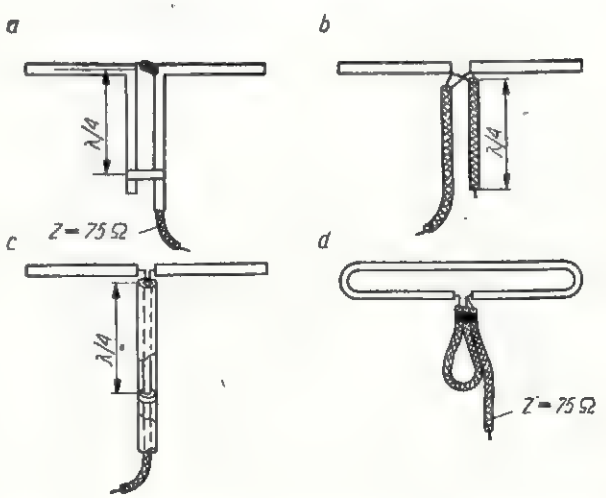
$$\beta l = 0{,}008 \cdot 20 = 0{,}16$$

stąd współczynnik sprawności odczytany z nomogramu wynosi 72%.

Obliczenie według wzoru daje

$$\eta = 1 - 2\beta l = 1 - 2 \cdot 0{,}16 = 0{,}68$$ czyli 68%.

*Rys. 13. Nomogram do obliczania współczynnika sprawności linii przesyłowej*



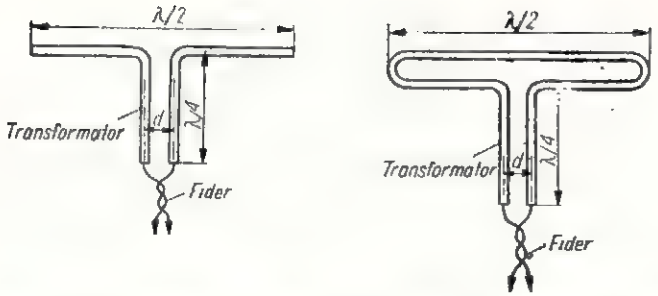

*Rys. 14. Urządzenie symetryzujące i dopasowujące*

Dla dopasowania fidera do anteny stosujemy często transformatory ćwierćfalowe. Żądaną oporność falową takiego transformatora obliczamy ze wzoru

$$Z_{tr} = \sqrt{R_f \cdot R_A}$$

gdzie

$R_f$ — oporność falowa fidera,
$R_A$ — oporność wejściowa anteny.




*Rys. 15. Dopasowanie dipola do fidera za pomocą transformatora*

Geometryczne długości transformatorów dopasowujących i urządzeń symetryzujących wykonanych z kabla można wyliczyć wg następujących wzorów:

1) długość pętli symetryzującej

$$l_p = \frac{\lambda}{2\sqrt{E}}$$

gdzie

$\lambda$ — długość fali w m,

$E$ — przenikalność dielektryczna izolacji kabla.

2) długość transformatora

$$l_{tr} = \frac{\lambda}{4\sqrt{E}}$$

W szczególnym przypadku dla kabli typów RK-1, RK-3, RK-20, dla których $\sqrt{E} = 1{,}5$

$$l_p = \frac{\lambda}{2\sqrt{E}} = \frac{\lambda}{3}$$

$$l_{tr} = \frac{\lambda}{4\sqrt{E}} = \frac{\lambda}{6}$$

Rolę transformatora może niekiedy spełniać przedłużenie połówek dipola (rys. 15), które przedstawiają sobą linię dwuprzewodową. Długość tej linii wynosi $\lambda/4$.

Odstęp $d$ między rurkami transformatora antenowego należy dobrać w zależności od oporności falowej transformatora i średnicy rurek.

## Na pasmach

◆ DL1CU (wydawca DL-QTC i wielu podręczników amatorskich) wydał niedawno nowy, opracowany przez OH2SQ „Ham Interpreter", zawierający zestawienie najczęściej używanych w amatorskich połączeniach zwrotów i wyrazów w językach: angielskim, francuskim, hiszpańskim, włoskim, niemieckim, szwedzkim i fińskim.

◆ Federal Communications Commission (odpowiednik Ministerstwa Łączności) w USA ustaliła 14 lat jako dolną granicę wieku uprawniającą do uzyskania licencji na radiostację amatorską. Obecnie jest już w USA kilka tysięcy nadawców mających mniej niż 18 lat. Biorąc pod uwagę wysokie wymagania techniczne i operatorskie stawiane kandydatom na licencje w USA, wiadomość ta zasługuje na uwagę.

◆ DL7AA uzyskał 107-my kraj na 80 m, przeprowadzając QSO z FQ8AF.

◆ 15 XI 56 r. wydano w Korei pierwsze licencje amatorskie: HL2AP na 100 W oraz HL 1AK, 3AN, 2AK, 4BC, 5AS po 30 W. Czekamy na pierwszą powojenną łączność z Koreą.

◆ XZ2OM jest czynny na pasmach używając nadajnika 100 W.

◆ DJ2MM nawiązał telefoniczne połączenie na 80 m z W1BU dnia 22 XII 56 r. W1BU używał nadajnika 1 kW i anteny kierunkowej (!).

◆ W Nowej Kaledonii pracuje FK8AO na 28130 kHz od 0800 do 1030 GMT.

◆ FO8AP/MM jest stacją ekspedycji marynarki francuskiej na trasie wyprawy Kon-Tiki. Pracuje fonią na 14130, 14333, 21152 kHz oraz telegrafią na 7015, 7030, 14042, 21042 kHz.

◆ Znany nam z pobytu w Polsce J. Emmer HA5AM został przyjęty na członka FOC (First Class Operators Club). Jancsi jest pracownikiem Węgierskich Linii Lotniczych „Masovlet" i nadając z powietrza na pasmach amatorskich używa znaku HA5AM/AM. Często w południe można go spotkać na 7 MHz. Raz w miesiącu zjawia się osobiście w Warszawie.

◆ Zapewne zaciekawiły was otrzymywane podczas łączności z niemieckimi stacjami na 80 i 40 m numery DOK..... W celu wzmożenia aktywności na zagrożonych przez służby komunikacyjne pasmach niemiecka organizacja DARC wprowadziła nowy dyplom DLD wydawany za potwierdzenie łączności ze 100 stacjami posiadającymi różne numery DOK. Numery DOK wynikają z administracyjnego podziału kraju. Dokładny regulamin dyplomu podany zostanie w przyszłości.

◆ Do Polski sprowadzono już francuski film „Gdyby wszyscy ludzie dobrej woli" o tematyce krótkofalarskiej, oparty na autentycznej historii. Należy sądzić, że wraz z ukazaniem się tego numeru w sprzedaży film będzie już na ekranach.

◆ BV1US na Taiwanie używa oprócz SSB także emisji A1 i A3. Pierwszą łączność foniczną zrobiła z nim SP5KAB 23 III 57 r. na 14 MHz o 1730 GMT (op. SP5HS). Adres BV1US: MAAG Signal Detachment, Taiwan, Formosa, via A.P.O. 63, San Francisko—California.

◆ Stacje używające SSB pracują w pasmie 21 m na częstotliwościach 14 300 ÷ 14 310 MHz. Z ciekawszych DX słyszano w Warszawie na SSB: ET3RL, BV1US, HZ1AB, FS7RT, PJ2MC, CE9AO i ZC4IP. Zainteresowanych odbiorem SSB odsyłamy do artykułu zamieszczonego w majowym numerze RADIOAMATORA.

◆ Warszawski Radioklub wydaje dwa dyplomy dla nadawców i nasłuchowców. Są to AC-15-Z (All Countries of 15 th Zone i W-21-M, dla nasłuchowców H-21-M (Worked or Heard 21 Meridian of Warsaw). W celu otrzymania dyplomów należy przedstawić karty QSL za łączności lub nasłuchy dokonane po 31.12.54 r.

Do AC-15-Z wystarczają 23 spośród 26 okręgów następujących krajów: OH-3 różne okręgi, ZA, UR2, M1, SP-4 różne okręgi, IT1, OK, IS OE-2 różne okręgi, FC, HA, HV,YU-3 różne okręgi, ZB1.

Do W 21 M (H 21 M) wymagane są potwierdzenia 16 spośród 21 krajów leżących na 21 południku. Są to LA/p (Spitsbergen) LA, OH, OHϕ, SM, UQ2, UP2, SP5, OK, HA, YO, YU, ZA, SV, 5A, FQ8, OQ5, CR6, ZS, ZS3, ZS9.

Koszt dyplomów po 3 I.R.C. Dla amatorów polskich równowartość w znaczkach pocztowych.

◆ Janos Emmer HA5AM planuje latem podróż do Albanii. Koledzy z radioklubu drezdeńskiego zgłosili gotowość zbudowania kompletnej stacji amatorskiej dla Albanii.

◆ 11 X 56 r. nawiązano pierwsze QSO na 2 metrach pomiędzy DM2AIO i DL3YBA (QRB 250 km).

◆ Od 5 grudnia pracuje na wyspie Jan Mayen LA9IF/p (QRG 14 020 kHz).

◆ OK1MB nawiązał na 40 m połączenie telefoniczne z VE8OW z raportami 56 w obie strony. VE8OW słyszał także SP5KAB, jednak łączność nie doszła do skutku.

◆ SM5BCE miał QSO na 80 m cw z PJ2AN o 0500 GMT. Używał on nadajnika 350 W input i poziomego dipola.

◆ W telegraficznych częściach zawodów WAE-DC 1956/57, które odbywały się 6 stycznia br. pracowało dużo stacji ze wszystkich kontynentów. W drugiej części zawiodły całkowicie pasma 7 i 3,5 MHz (warunki letnie). Natomiast części foniczne cieszyły się dużo mniejszą popularnością. SP5KAB nawiązała przeszło 300 łączności telegraficznych i odebrała około 150 QTC.

◆ W telegraficznych częściach zawodów ARRL stacja YU1FC nawiązała 1802 połączenia. Przed dwoma laty rekord pobił KV4AA, mając średnie „tempo" 52 QSO/godz. Powojenny rekord należy do XF1A i padł w 1948 roku.

◆ Oczekiwana przez krótkofalowców całego świata ze względu na możliwość QSO z 23 strefą ekspedycja UAϕKTT (Tannu Tuva) nie doszła do skutku.

◆ Ryszard Rossa SP5AR — jako pierwszy z polskich krótkofalowców — uzyskał potwierdzenie łączności z 48 stanami USA i dyplom WAS. Także SP5AR posiada łączności z 25 członkami West Gulf DX Club, co zapewnia (jako nagrodę) prenumeratę QST lub CQ. Mimo prymitywnego odbiornika, SP5AR pracował już ze 132 krajami (107 QSL). Według wyników uzyskanych przez niego w tegorocznych zawodach REF-u przypuszczać można, że zajął jedno z czołowych miejsc.

◆ Z radzieckiej stacji podbiegunowej „Mirnyj" udał się w drogę do kraju statek, którego pokładowa radiostacja obsługiwana jest przez radioamatora. W łącznościach amatorskich używa znaku UA3DQ/MM (op. Rekacz). Czynna jest także „w eterze" amatorska stacja UA2W/MM, znajdująca się na pokładzie jednej z radzieckich jednostek pływających po Atlantyku.

◆ W styczniu br. czynna była z wyspy Aaland stacja OH2AA/ϕ. Nową wyprawę szykują fińscy krótkofalowcy na czerwiec i lipiec. Prefiks OHϕ traktowany jest do WAE i DXCC jako osobny kraj.

◆ W odbytych 13 i 14 kwietnia br. zawodach QRP pracowało przeszło 30 stacji. Brak było jedynie okręgu SP4. Najliczniej reprezentowany był okręg SP9. U większości uczestniczących stacji można było zaobserwować brak doświadczenia przy pracy w zawodach. Zeszłoroczny zwycięzca SP2AP wystartował z 2-godzinnym opóźnieniem (z powodu wyjazdu służbowego). Mimo to, dzięki umiejętnej pracy uzyskał wiele punktów.

◆ Warszawa posiada już 32 licencje, jednak nie wszyscy licencjowani są czynni „w eterze" z powodu trudności sprzętowych.

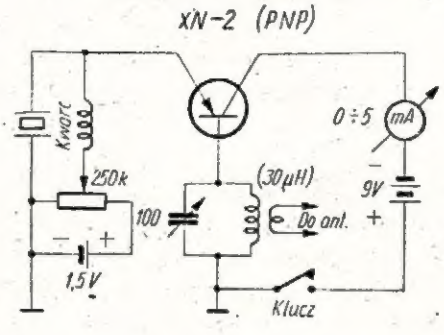
◆ Dwóch krótkofalowców warszawskich można słusznie uważać za nieszczęśliwych, gdyż przyznano im znaki SP5HS i SP5HH. Koledzy ci mają w swoich znakach po 17 i 18 kropek.

*SP5BR*

## DOŚWIADCZENIA KRÓTKOFALOWCÓW Z NADAJNIKAMI TRANZYSTOROWYMI

Na Zachodzie ceny tranzystorów stały się na tyle przystępne, że pewna grupa amatorów podjęła eksperymenty z nadawaniem na układach tranzystorowych. Ponieważ i u nas w niedalekiej przyszłości tranzystory uzyskają prawo obywatelstwa, podajemy kilka ciekawostek na ten temat.

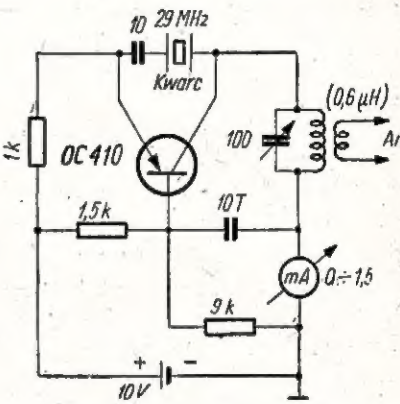
W QST 10/1955 podany został układ nadajnika W7UUZ (rys. 1). Użył on tranzystora PNP typu XN—2. Według danych fabrycznych przeznaczony był on do pracy przy 455 kHz, jednak doskonale zachowywał się jeszcze przy 3,5 MHz. Nadajnik był stabilizowany kwarcem i za jego pomocą nawiązano łączność z W7WPR na odległość 200 mil. Moc nadajnika wynosiła 2,5 mW input, a otrzymany raport 459.




*Rys. 1. Schemat eksperymentalnego nadajnika tranzystorowego W7UUZ na pasmo 3,5 MHz*

Innym przykładem może być DJ1ZG, który nadajnikiem na tranzystorach (rys. 2) uzyskał w pasmie 80 m szereg QSO na odległość kilkuset kilometrów (DL—QTC, 3/57).

DJ1ZG sprawdził, że układ pracuje zadowalająco jeszcze przy częstotliwościach dwukrotnie większych od dopuszczalnej częstotliwości podanej przez firmę. Jego nowy nadajnik na tranzystorze OC 410 z mocą wyjściową 0,2 mW (z czego rzekomo 0,1 mW traciło się w układzie dopasowującym antenę) na częstotliwości 29 MHz został wypróbowany w styczniu br. Osiągnięto dobre rezultaty, jednak dokładne wyniki dalszych prób nie są jeszcze znane. Wytwórnia podaje dla tranzystora OC 410 maksymalną częstotliwość pracy 15 MHz.




*Rys. 2. Schemat eksperymentalnego nadajnika tranzystorowego DJ12G na 29 MHz*

*SP5BR*

# Nasi Czytelnicy piszą...

*REDAKCJA RADIOAMATORA*

*„Chciałbym podzielić się kilkoma uwagami, jakie mi się nasuwają przy czytaniu wypowiedzi na temat zaopatrzenia i dystrybucji .*

*Przede wszystkim muszę stwierdzić, że wszystkie relacje korespondentów RADIOAMATORA o brakach zaopatrzenia w artykuły radiotechniczne są słuszne. W tym stanie rzeczy należałoby znaleźć jakieś rozsądne wyjście z sytuacji, aby zaspokoić potrzeby rynku radioamatorskiego.*

*Pierwszym realnym w tym kierunku posunięciem powinna być rewizja cen na znajdujące się w sprzedaży detale radiotechniczne. Ludzie wyznaczający te ceny nie biorą pod uwagę, że komplet części składowych radioodbiornika powinien być najmniej o 30% tańszy od gotowego odbiornika fabrycznego. Bo przy obecnych cenach detali gotowe odbiorniki fabryczne powinny być chyba sprzedawane ze stratą, w co znów trudno uwierzyć. Pomijam tu jeszcze fakt, że sprzedawane części radiowe, nie wyłączając lamp są zwykle niższego gatunku niż części używane do odbiorników montowanych fabrycznie. Warto by ten dość poważny błąd w obliczeniach kalkulacyjnych naszego handlu skorygować, i to jak najprędzej.*

*Ale i sama obniżka cen na artykuły radiotechniczne z uwagi na ich małą podaż i ubogi asortyment nie usunie naszych bolączek. Dlatego podoba mi się zamieszczona w n-rze 3/57 propozycja kol. M.D. zorganizowania „spółdzielni radioamatorów", która zajęła by się sprzedażą różnych części typowych oraz pochodzących z rozbiórki aparatów wycofywanych z użytku.*

*Mam jeszcze jedną propozycję: zorganizować Związek Radioamatorów. Członkowie tego Związku — za okazaniem legitymacji — mieliby prawo nabywania części radiowych w Stacjach Obsługi Radiotechnicznej (cele i zadania określałby odpowiedni statut). Zorganizowani w koła terenowe, opłacaliby niewielką składkę, która pozwoliłaby pokrywać koszty szkolenia kursowego, konsultacji, wydawania czasopism, urządzania wystaw itp.*

*Może Czytelnicy zabiorą głos w tej sprawie.*

*Przesyłam serdeczne pozdrowienia"*

*Zdzisław Chmielewski*

Tomaszów Mazowiecki
ul. Armii Czerwonej 22/24

*REDAKCJA RADIOAMATORA*

*...„Pragnąłbym i ja wypowiedzieć się w sprawie polityki zaopatrzeniowej naszego rynku w artykuły radiotechniczne. Celowo użyłem słowa „polityki", gdyż nie wierzę w to, żeby była inna przyczyna odczuwanych niedostatków. Czyż nasi inżynierowie, technicy, a z kolei nasz przemysł radiotechniczny nie są w stanie rozwiązać tej kompromitującej nas zagadki zaopatrzeniowo-dystrybucyjnej?*

*Jakaś tajemniczość i niedowierzanie szerokim masom radioamatorskim cechowały pewne czynniki już w początkach powstawania naszego przemysłu radiotechnicznego. Przypominamy sobie dobrze, jak długo trzeba było czekać na opublikowanie chociażby schematów odbiorników naszej produkcji. A przecież takie schematy były i są „częścią składową" każdego odbiornika importowanego. Nie czym innym tylko polityką i to błędną — trzeba nazwać ograniczanie nas, radioamatorów w nabywaniu detali radiotechnicznych, i to zarówno przez ich — pożal się Boże — skąpy asortyment, jak i słone ceny.*

*Czyż nie jest ważne stałe podnoszenie poziomu technicznego szerokiego ogółu młodych radioamatorów? Zainteresowania, rozbudzone u młodzieży mają przecież nieraz decydujący wpływ na kierunek dalszego jej kształcenia się i wybór zawodu.*

*I jeszcze jeden aspekt tej sprawy. Jestem mieszkańcem wsi. Nie ma tu tyle rozrywek kulturalnych co w mieście. Czyż prowadzenie kółka radioamatorskiego w ramach prac szkolnych czy świetlicowych nie wzbogaciłoby formy pracy kulturalnej na wsi? Same kółka teatralne nie wystarczą, nie każdy ma w tym kierunku zamiłowania i zdolności. Jakże jednak prowadzić takie kółko radioamatorskie, skoro brak materiałów, narzędzi, przyrządów...*

*Może ktoś zareplikować: no, a LPŻ? List kolegi z Tomaszowa Mazowieckiego, opublikowany w nrze marcowym RADIOAMATORA z 1956 r. mówi tu sam za siebie. A przecież miejscowość ta jest ośrodkiem robotniczym.*

*Jakże ubogie w sprzęt radiotechniczny są nasze sklepy, a równocześnie jak bardzo pragną i poszukują tego sprzętu radioamatorzy. Myślę, że gdyby żył jeszcze autor „Janka Muzykanta" — mógłby napisać drugą nowelę, a może nawet powieść o „Janku-radioamatorze".*

*A przecież mogłoby być inaczej, gdyby wśród ludzi mających decydujący wpływ na zaopatrzenie rynku byli radioamatorzy z krwi i kości...*

*Tak, ale to wszystko o czym piszę to tylko stwierdzone i często powtarzane fakty, innymi słowy — biadolenie. Chodzi przecież o wnioski. Te są chyba proste. Odmrozić towary w magazynach i sklepach, obniżyć ich ceny, przynajmniej o połowę ostatniej podwyżki. Nie trzeba tworzyć żadnej spółdzielni radioamatorskiej. Niech tymi spółdzielniami będą wszystkie sklepy czy „salony" radiotechniczne w całej Polsce — a wtedy napewno nie będzie mowy o niedorozwoju naszego ruchu radioamatorskiego. Wtedy nie będzie takiego wśród nas, któryby nie potrafił „prawidłowo wkręcić śruby do drzewa". Trzeba tylko umożliwić nam jej kupno.*

*K. Woliński*

*...„W wielu sklepach radiotechnicznych panoszy się „kombinatorstwo", które należałoby wreszcie ukrócić. Oto jeden tylko mały przykład: udałem się do Elbląga aby kupić potrzebny mi potencjometr. W sklepie na moje pytanie, czy są te detale, odpowiedział mi sprzedawca lakonicznie: nie ma. A właśnie klient załatwiony przede mną potencjometr taki nabył. Zdecydowałem się postawić sprawę ostro, w rezultacie czego potencjometr znalazł się; przyniesiono go z magazynu".*

*Zygmunt Rudnicki*
z Pasłęka

# NOWE WYDAWNICTWA

**„Tranzystory i ich układy"** mgr inż. Witold Rosiński, PWT, Warszawa 1957 r., stron 380, wydanie 1, nakład 3161 egz., cena zł 46.

Młoda stosunkowo jeszcze technika tranzystorowa ma już za sobą niemało rewelacyjnych osiągnięć, które stają się, podobnie jak to było w swoim czasie z lampą elektronową, zaczątkiem nowej ery w historii rozwoju telekomunikacji.

Urządzenia oparte na zastosowaniu układów tranzystorowych wprowadza się w szeregu przodujących technicznie krajów coraz szerzej do praktycznego wykorzystania. Równolegle postępuje tam popularyzacja nauki o półprzewodnikach, intensywny rozwój badań w tej dziedzinie i studiowanie jej pod kątem możliwości dalszych udoskonaleń.

U nas — ta gałąź techniki znajduje sie jeszcze w stanie embrionalnym. Pracuje nad nią szczupłe stosunkowo grono naukowców w swych laboratoriach, a samej tematyce tranzystorowej poświęca się zaledwie drobne i niewyczerpujące wzmianki umieszczane w prasie technicznej. Pod tym względem nasza literatura techniczna świeciła dotkliwą luką.

„Tranzystory i ich układy" — to pierwsza źródłowo opracowana książka z tej dziedziny, w której autor omawia ogólne podstawy fizyczne działania tranzystorów, ich budowę, rodzaje, parametry i zastosowanie w praktyce, a ponadto specjalne właściwości tranzystorów i sposoby mierzenia ich parametrów.

Na treść opracowania składa się 19 rozdziałów. Całość poprzedza wykaz najważniejszych symboli, zamyka zaś — wykaz pojęć oraz zestawienie bogatej literatury zagranicznej z zakresu techniki półprzewodnikowej.

Rozdział pierwszy zaznajamia czytelnika z fizycznymi właściwościami ciał należących do tzw. grupy półprzewodników. Pierwsza wzmianka o tranzystorze — przyrządzie półprzewodnikowym umożliwiającym wzmocnienie mocy, podobnie jak się to dzieje przy użyciu lampy elektronowej, datuje się z r. 1948. Od tej też pory obserwuje się szybki rozwój techniki tranzystorowej. Obok tranzystora ostrzowego pojawia się, wykonywany w licznych odmianach (w USA jedna z firm podjęła już zautomatyzowaną produkcję tranzystorów warstwowych) tranzystor warstwowy. Obecne wysiłki są skierowane ku podwyższaniu częstotliwości granicznej, zwiększaniu mocy oraz niezawodności działania. Zawarte w tym rozdziale wiadomości obejmują omówienie modelu pasmowego półprzewodnika, rodzajów przewodnictwa, dyfuzji, rekombinacji i ruchliwości nośników, przejścia p-n i jego właściwości, styku punktowego, warstwy zaporowej i wpływu temperatury na właściwości półprzewodników.

Następne dwa rozdziały są poświęcone tranzystorom ostrzowym oraz warstwowym (zasada działania, konstrukcja i technologia, podstawowe parametry, wpływ temperatury na pracę tranzystora, projektowanie tranzystorów).

W czwartym rozdziale omówione są: tranzystor jako czwórnik oraz układy zastępcze czwórnika i tranzystora, zaś w piątym — tranzystory we wzmacniaczach m. cz. (parametry układów oraz wielkości charakterystyczne, warunek stabilności układu).

W rozdziale szóstym omawia autor wzmacniacze jedno- i wielostopniowe m. cz. (wzmacniacze oporowe, transformatorowe, kaskodowe połączenia tranzystorów, zasilanie, wzmacnianie prądu stałego), a w siódmym — wzmacniacze mocy (ogólna charakterystyka, analiza pracy, wpływ temperatury).

Obszerny rozdział ósmy wprowadza czytelnika w zagadnienia wpływu częstotliwości na charakterystyczne parametry tranzystora i układu tranzystorowego, a rozdział dziewiąty zaznajamia ze wzmacniaczami w. cz. (wzmacniacze rezonansowe, z filtrami pasmowymi, szerokopasmowe, obliczanie dolnej oraz górnej częstotliwości pasma wzmacniaczy szerokopasmowych, układy z kompensacją).

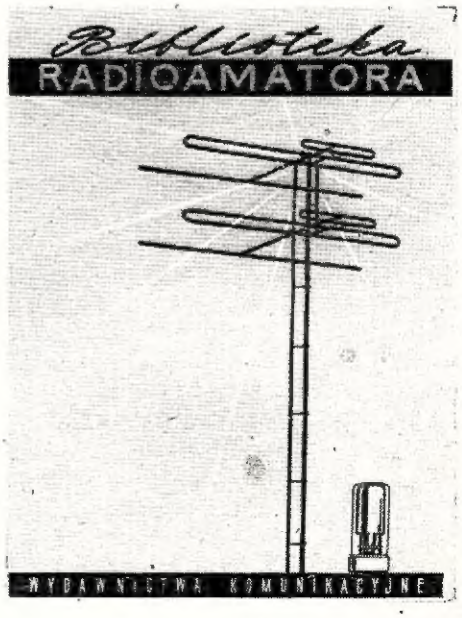
Na treść następnych rozdziałów składa się wyczerpujące omówienie: generatorów, szumów tranzystorów, stanów nieustalonych, analogii między układami tranzystorowymi i lampowymi, ujemnego sprzężenia zwrotnego w układach tranzystorowych, miernictwa tranzystorowego, zastosowania tranzystorów (w urządzeniach radioodbiorczych, we wzmacniakach i odtłumikach, w maszynach matematycznych itp.), trwałości i typów tranzystorów.

Wywód całości i teoria znajdują oparcie w analizie matematycznej, licznych wykresach i schematach oraz tablicach.

Treść ujęta jasno, układ logiczny i przejrzysty, terminologia poprawna, korekta staranna. Ogólne walory książki podnosi jeszcze doskonała szata graficzna, dobry druk i wyjątkowo dobry papier oraz estetyczna oprawa płócienna. W sumie doskonała i pod każdym względem wartościowa książka, cenna pozycja w podręcznej biblioteczce nie tylko inżyniera, technika czy studenta wyższych szkół technicznych, ale każdego zaawansowanego radioamatora.

*W.*

*„Redakcja Wydawnictw Książek Łączności zawiadamia Czytelników Biblioteki Radioamatora, że została zmieniona okładka książek tej serii. Poniżej zamieszczamy fotografię okładki. Jest ona wykonana w dwóch kolorach: jasnobrunatnym i czarnym".*



*Cena zł. 5*

# Czy wiecie, że...

◆ W USA znalazły trazystory najszersze jak dotychczas zastosowanie w aparatach dla słabo słyszących i w przenośnych odbiornikach radiowych. Na przeszło milion aparatów użytkowanych przez ludzi o przytępionym słuchu 1/3 tej ilości pracuje przy zastosowaniu tranzystorów. Na samym zużyciu baterii do zasilania oraz lamp elektronowych zaoszczędza się tam dzięki stosowaniu tranzystorów ok. 50 mln dolarów rocznie. Podjęta na skalę przemysłową produkcja tranzystorów sięga kilku milionów sztuk rocznie; kształtuje się zatem na poziomie produkcji lamp elektronowych w 1920 roku, przy czym koszt jej już zrównuje się z kosztem produkcji lamp.

◆ Przypadkowi należy zawdzięczać małe wymiary produkowanych obecnie do stabilizacji nadajników płytek kwarcowych oraz daleko mniejsze niż dawniej zużycie surowca.

Południowo afrykański amator-krótkofalowiec przesłał amerykańskiej firmie produkującej kwarce wiadomość, że jego „drogocenny" kwarc popękał wskutek uderzenia, a mimo to poszczególne jego kawałki zachowały swoje własności stabilizujące.

Wskutek otrzymanego spostrzeżenia przeprowadzono szereg doświadczeń i zmian produkcyjnych, w rezultacie czego — poprzednie jednocalowe kwadratowe płytki kwarcowe zostały zastąpione drobnymi płytkami o powierzchni wynoszącej przeciętnie mniej niż 3/10 cala kwadratowego. Grubość nowych płytek, zależnie od częstotliwości wynosi od 15 do 18 tysięcznych cala. Zmniejszenie rozmiarów płytek kwarcowych umożliwiło uzyskanie przy produkcji większej ilości płytek z kilograma surowego kwarcu oraz wykorzystanie małych kawałków surowca, których poprzednio nie wykorzystywano.

Oszacowano, iż dotychczas zaoszczędzono 1200 ton kwarcu.

◆ Jedna z niemieckich wytwórni sprzętu radiotechnicznego (firma Accord-Radio) podjęła seryjną produkcję odbiornika tranzystorowego, którego model o wymiarach 155 x 90 x 58 mm waży zaledwie 0,72 kg (łącznie z baterią 9-woltową). Układ, przystosowany do odbioru w zakresie średniofalowym, ma 5 obwodów i pracuje na 5 tranzystorach i 2 diodach germanowych. Bateria zapewnia zasilanie przez okres 100 godzin. Całość mieści się w efektownym futerale skórzanym.

◆ W roku bieżącym Czechosłowacja weźmie udział w 27 zagranicznych wystawach sprzętu radiotechnicznego, demonstrując eksponaty urządzeń produkowanych przez swój przemysł. Po raz pierwszy modele sprzętu produkowanego przez przemysł radiotechniczny naszych sąsiadów zaprezentują się na wystawach w Tokio (Japonia), Johannisburgu (Unia Południ.-Afrykańska) i Nowym Jorku. Na tegorocznej wiosennej wystawie w Lipsku Czechosłowacka Republika Ludowa uplasowała się pod względem ilości eksponatów na 2 miejscu wśród wystawców zagranicznych (po Związku Radzieckim).

◆ Telewizję, podobnie jak radiofonię zaczyna się wprowadzać do szkół jako pełnowartościową pomoc w poglądowym nauczaniu młodzieży. Pierwsze, 30-minutowe programy (obejmujące tematykę z zakresu biologii, geografii oraz procesy produkcyjne z hal fabrycznych i kopalni węgla) nadano w Belgii dla 40 szkół (w Brukseli i Liège). W Kanadzie — specjalne programy telewizyjne dla uczniów szkół podstawowych nadawane są już od przeszło roku. Tego rodzaju „start" podejmuje również telewizja w W. Brytanii.

◆ W Danii czynne są 3 telewizyjne stacje nadawcze; mogą one obsłużyć swym programem 60% ludności. Po wybudowaniu 3 dalszych nadajników (realizacja budowy przewidziana jest w terminie do końca 1958 roku) w zasięgu odbioru telewizyjnego ma się znaleźć teren całego kraju. Obecnie Dania liczy 45 000 użytkowników (abonentów) odbiorników telewizyjnych.

◆ W Czechosłowacji skonstruowano próbny model pierwszego krajowego odbiornika tranzystorowego. Układ zbudowano na częściach miniaturowych produkowanych wyłącznie przez przemysł rodzimy. Oto kilka danych technicznych: super (zakres częstotliwości 550 — 1500 kHz; bateria 22 V; moc wyjściowa 22 mW; antena ferrytowa; 7 tranzystorów i 1 dioda germanowa; wymiary: 150 x 120 x x 60 mm); głośnik miniaturowy; wymiary — nie wiele większe niż przyjęte dla zwykłych latarek kieszonkowych.

*W.*

Przytaczamy za Dziennikiem Łódzkim...

◆ Ogłoszony w Stanach Zjednoczonych Rocznik Statystyczny ONZ podaje, że pod koniec 1955 roku na całym świecie znajdowało się 290 milionów radioodbiorników. Z liczby tej 138 milionów aparatów radiowych znajdowało się w Stanach Zjednoczonych, a w Związku Radzieckim — według oficjalnych danych dostarczonych przez Główny Zarząd Statystyczny ZSRR — było pod koniec 1955 roku 26,5 miliona aparatów odbiorczych, z czego 19,5 miliona stanowiły głośniki transmitujące program radiowęzłów.

Większość czynnych na świecie radioodbiorników znajduje się w Ameryce Północnej, a około jedna czwarta w Europie z wyłączeniem Związku Radzieckiego.

Pod koniec roku 1955 na tysiąc mieszkańców przypadało radioodbiorników: w Stanach Zjednoczonych — 622, w Oceanii (głównie Australia, Nowa Zelandia i Hawaje) — 207, w Europie 190, w ZSRR — 129, w Ameryce Południowej — 80, w Afryce i Azji — 14.

Przeciętnie na świecie na 1000 mieszkańców — 108 posiadało pod koniec 1955 roku radioodbiornik.

WK